MAGGIO-GIUGNO 1952 - Anno 1 - Num. 3
SUPPLEMENTO AL RADIOCORRIERE - SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - IV GRUPPO

EDIZIONI RADIO ITALIANA

IN QUESTO NUMERO

LIRE 300

C.I.F.A.

**COMPAGNIA
ITALIANA
FORME
ACCIAIO**

**milano
via bocchetto 3**

in primo piano

RADIATORE VERTICALE SGN 400 - ALTEZZA M. 112
STAZIONE RAI 25 kW - BOLOGNA 1ª - PROGRAMMA NAZIONALE

nello sfondo

RADIATORE VERTICALE SR 500 - ALTEZZA M. 135
STAZIONE RAI 50 kW - BOLOGNA 2ª - SECONDO PROGRAMMA

RADIOFONIA A ONDE CORTISSIME E TELEVISIONE IN GERMANIA

Grande Mostra Tedesca della Radio e Televisione

A DUESSELDORF - GERMANIA OCCIDENTALE 22-31 AGOSTO 1952

Radioricevitori per tutte le gamme d'onda - Apparecchi riceventi per l'esportazione, resistenti ai climi tropicali - Televisori - Trasmittenti di tutte le potenze Giradischi a 3 velocità - Dischi microsolco e dischi Standard - Dittafoni Registratori a nastro magnetico - Apparecchi per misurazione - Installazioni elettroacustiche - Valvole trasmittenti, riceventi, amplificatrici e per televisione Parti staccate e materiale per antenne

TEATRO DI TELEVISIONE
VIA DELLA TELEVISIONE

ESPOSIZIONE SPECIALE DELLE POSTE FEDERALI TEDESCHE
REPARTO SPECIALE DEDICATO ALLE SOCIETÀ RADIOFONICHE
RADIODILETTANTI

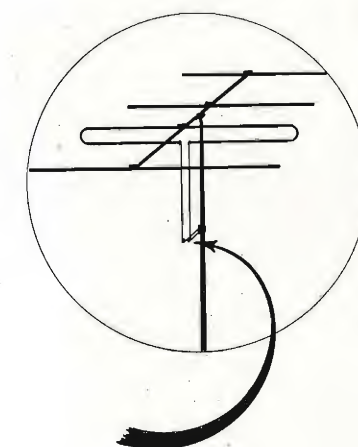
Informazioni:

NORDWESTDEUTSCHE AUSSTELLUNGS-GESELLSCHAFT m. b. H. DUESSELDORF, EHRENHOF 4 - TELEFONO 45.361

IL MASSIMO RENDIMENTO

DI UNA

ANTENNA PER TELEVISIONE

e conseguentemente la **migliore ricezione** è possibile **solamente** se l'antenna è perfettamente adattata al cavo di discesa

UN'ANTENNA DISADATTA al cavo non funziona

Tutte le nostre antenne per TV e per FM, munite di adattatore di impedenza, sono fornite già pronte per l'adattamento con il cavo desiderato. Se nell'ordine manca questa precisazione, l'antenna viene consegnata per discesa con piattina bifilare da 300 Ω.

LIONELLO NAPOLI - Viale Umbria, 80 - Tel. 573.049 - MILANO

ELETTRONICA E TELEVISIONE ITALIANA

NUMERO 3 ANNO 1
MAGGIO GIUGNO 1952
DA PAGINA 105 A PAGINA 164

DIRETTORI:
EDOARDO CRISTOFARO
VITTORIO MALINVERNI
VICE DIRETTORE TECNICO:
GIUSEPPE DILDA
DIREZIONE E AMMINISTRAZIONE:
TORINO
VIA ARSENALE 21 - TELEF. 41.172
Concessionaria esclusiva della pubblicità:
COMPAGNIA INTERNAZIONALE PUBBLICITÀ PERIODICI (CIPP)
MILANO, VIA MERAVIGLI 11 - TEL. 808-350
TORINO, VIA POMBA 20 - TELEF. 45-816

La nostra copertina mostra una fase dell'innalzamento sulla Torre del Parco dell'antenna trasmittente della nuova stazione televisiva di Milano. Sono chiaramente visibili i sei elementi ad ali di farfalla che costituiscono il sistema irradiante. Ogni elemento, la cui forma caratteristica è dovuta alla necessità di trasmettere uniformemente tutte le frequenze del canale, è, come si vede, formato da due parti tra di loro ortogonali che vengono alimentate da correnti in quadratura al fine di ottenere un diagramma di irradiazione circolare nel piano orizzontale. Il numero di elementi definisce il guadagno dell'antenna nel piano orizzontale, che in questo caso è di circa 6,5.

Sommario:

EDIZIONI RADIO ITALIANA

IL PRESENTE NUMERO DI "ELETTRONICA E TELEVISIONE ITALIANA„ IN ITALIA COSTA LIRE 300 (ARRETRATI LIRE 400) — I VERSAMENTI POSSONO ESSERE FATTI SUL CONTO CORRENTE POSTALE N. 2/37800
ALL'ESTERO LIRE 500 (ARRETRATI LIRE 600)
ABBONAMENTO ANNUALE: IN ITALIA LIRE 1500 - ALL'ESTERO L. 2500
SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - IV GRUPPO
REGISTRATO ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C. P. DI TORINO AL N. 493 IN DATA 6-11-1951

Altre pubblicazioni della **EDIZIONI RADIO ITALIANA:**
RADIOCORRIERE SETTIMANALE DELLA RADIO ITALIANA
I QUADERNI DELLA RADIO RACCOLTA DELLE CONVERSAZIONI DI MAGGIOR INTERESSE TENUTE ALLA RADIO
LA RADIO PER LE SCUOLE ILLUSTRAZIONE DEI PROGRAMMI RADIOSCOLASTICI

LINEE ARTIFICIALI PER GENERATORI DI IMPULSI

DOTT. ING. GIACINTO ZITO
dell'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris - Torino

SOMMARIO - Una linea reale con perdite trascurabili può considerarsi come un generatore ideale di impulsi, la cui pratica realizzazione presenta difficoltà insormontabili per via delle notevoli lunghezze di conduttore necessarie anche per impulsi estremamente brevi. I processi di sintesi, per ottenere direttamente circuiti a costanti concentrate (ordinariamente bipoli), il cui comportamento si avvicini quanto più è possibile a quello di una linea reale, non consentono di superare un certo grado di approssimazione per via di oscillazioni parassite che vengono a deformare la cresta dell'impulso. Messa in evidenza la causa di tali oscillazioni, si fa vedere come il problema possa essere convenientemente risolto ricorrendo ad alcune ipotesi semplificative. Effettuato il calcolo di diverse linee artificiali, si accenna in ultimo ad una trasformazione di circuiti che permette di ottenere un tipo di linea oggi molto usato specialmente nei generatori di impulsi adoperati nei Radar.

1. Premessa.

Nel campo delle telecomunicazioni e più in generale delle applicazioni elettroniche, con il rapido svilupparsi della tecnica ad impulsi, è divenuto sempre più frequente l'impiego di linee artificiali in circuiti di vario tipo.

Per linea artificiale si intende un circuito a costanti concentrate il cui comportamento si identifichi con quello di una linea a costanti distribuite di date caratteristiche. Naturalmente non è fisicamente realizzabile una perfetta identità, ma con i più recenti metodi di calcolo l'approssimazione raggiunta è molto soddisfacente.

È noto dalla teoria delle linee, che scaricando una linea reale priva di perdite, previamente portata ad un potenziale costante, su una resistenza uguale alla sua impedenza caratteristica, si ottiene, ai capi della resistenza, un impulso a scalino di tensione avente ampiezza eguale alla metà del potenziale a cui era stata caricata la linea, e durata pari al doppio del tempo occorrente ad un'onda elettromagnetica per percorrere la lunghezza della linea.

Una linea reale sarebbe quindi il sistema ideale per produrre impulsi; ma, data la grande velocità con cui l'onda elettromagnetica si sposta lungo il conduttore (immaginato privo di perdite), anche per impulsi estremamente brevi sarebbero necessarie linee notevolmente lunghe e quindi di grande ingombro. La sostituzione di tali linee con circuiti a costanti concentrate che tendano ad imitarne il comportamento si rende quindi necessaria.

2. Teorema di Foster.

Il comportamento di una rete lineare passiva con due morsetti di ingresso, è perfettamente determinato se ne è conosciuta la funzione impedenza $Z = Z(\omega)$. Supponendo un regime stazionario, se la rete è costituita da elementi puramente reattivi e comprende n maglie, la funzione impedenza si riduce ad una pura funzione reattanza, che può essere messa, nel caso più generale, sotto forma di un rapporto di due polinomi [1]:

$$[1] \qquad Z_{11} = \frac{\alpha_{2n}\lambda^{2n} + \alpha_{2n-2}\lambda^{2n-2} + \dots + \alpha_2\lambda^2 + \alpha_0}{\beta_{2n-1}\lambda^{2n-1} + \beta_{2n-3}\lambda^{2n-3} + \dots + \beta_3\lambda^3 + \beta\lambda}$$

dove gli α e β sono coefficienti che dipendono dai parametri che costituiscono la rete (induttanza e capacità); per convenienza λ sostituisce $j\omega$.

Tali polinomi possono essere espressi in funzione delle loro radici. Se consideriamo λ^2 come variabile, le radici di questi polinomi sono tutte negative e reali (coefficienti tutti positivi). Avremo:

$$\lambda^2 = \lambda_k^2 = -\omega_k^2 \quad , \quad \lambda_k = \pm j\omega_k ,$$

dove gli indici k variano da 1 a $2n-1$ per il numeratore, e da zero a $2n-2$ per il denominatore, $\lambda_0 = 0$ rappresenta uno zero del denominatore (polo della funzione all'origine).

Sostituendo $j\omega$ a λ e ponendo:

$$H = \frac{\alpha_{2n}}{\beta_{2n-1}} ,$$

cioè eguale al rapporto fra i coefficienti dei termini ad esponente più elevato, la Z_{11} può essere messa nella forma classica, secondo l'enunciato del Foster:

$$[2] \quad Z_{11} = \frac{j\omega H\,(\omega^2-\omega_1^2)\,(\omega^2-\omega_3^2)\,.....\,(\omega^2-\omega_{2n-1}^2)}{\omega^2\,(\omega^2-\omega_2^2)\,(\omega^2-\omega_4^2)\,.....\,(\omega^2-\omega_{2n-2}^2)} .$$

Questa forma mette in evidenza i poli e gli zeri di una funzione reattanza. Poichè il numeratore è di un grado più alto del denominatore oltre al polo all'origine avremo un polo all'infinito. Questo nel caso più generale in cui ogni maglia contenga almeno una induttanza e una capacità in serie, compresi i casi limiti in cui l'induttanza vada a zero o la capacità a infinito. Questi ultimi poli vengono chiamati « esterni » e non entrano in gioco allorchè si voglia specificare una funzione reattanza. Infatti, come si vede dalla formula precedente, la Z_{11} può essere conosciuta ove si conoscano gli zeri e i poli interni più il valore che essa assume ad un'altra qualunque frequenza, il che significa conoscere H.

Un'altra importante proprietà di tale funzione è quella di avere derivata prima rispetto a $j\omega$ sempre positiva

$$\frac{dZ_{11}}{dj\omega} > 0 ,$$

il che significa che poli e zeri sono alternati.

(1) Il pedice 11 sta ad indicare che la funzione reattanza viene riferita ai morsetti di ingresso della rete.

3. Linee reali.

Considerando una linea aperta priva di perdite in condizioni di regime, abbiamo che:

$$Z = -j\,R_0 \operatorname{cotg}\frac{\omega l}{v}$$

dove:

Z = impedenza d'ingresso
R_0 = impedenza caratteristica
l = lunghezza della linea
v = velocità di fase.

La rete elettrica da sostituire alla linea dovrebbe essere realizzata in modo tale da avere un'analoga funzione impedenza al variare della pulsazione.

Se consideriamo un'impedenza caratteristica unitaria $\left(\text{ponendo } \tau = \frac{2l}{v}\right)$ avremo:

$$[3] \qquad Z = -j \operatorname{cotg}\frac{\omega\tau}{2} ;$$

questa funzione ha zeri per

$$\omega_k = \frac{k\pi}{\tau} \qquad (k = 1, 3, 5, ...) .$$

Considerando invece la

$$[4] \qquad Y = \frac{1}{Z} = j \operatorname{tg}\frac{\omega\tau}{2} ,$$

gli zeri (poli di Z) si avranno per

$$[5] \qquad \omega_k = \frac{k\pi}{\tau} \qquad (k = 0, 2, 4, ...) .$$

Si tratta quindi di individuare dei circuiti a costanti concentrate, fisicamente realizzabili, tali da presentare impedenza o ammettenza di ingresso con andamento analogo a quello ora considerato.

4. Sintesi di un bipolo.

Il processo di sintesi della linea artificiale può essere impostato ricorrendo al teorema di Foster, mettendo però l'espressione della reattanza nella seguente forma di più facile interpretazione fisica:

$$[6] \qquad Z_{11} = j\omega H \left\{ 1 + \frac{A_0}{\omega^2} + \frac{A_2}{\omega^2-\omega_2^2} + ... + \frac{A_{2n-2}}{\omega^2-\omega_{2n-2}^2} \right\} ,$$

determinando i coefficienti $A_0 \dots A_{2n2}$ in modo che questa espressione corrisponda alla [2].

Per trovare il generico A_k basta eguagliare la [2] alla [6] e moltiplicare entrambi i membri per $(\omega^2 - \omega^2_k)$. Se allora facciamo tendere ω ad ω_k ciascun termine dell'espressione a secondo membro tenderà a zero, tranne quello in A_k. Avremo quindi:

$$[7] \qquad A_k = \frac{(\omega_k^2-\omega_1^2)\,(\omega_k^2-\omega_3^2)\,.........\,(\omega_k^2-\omega_{2n-1}^2)}{\omega_k^2\,(\omega_k^2-\omega_2^2)\dots(\omega_k^2-\omega_{k-2}^2)\,(\omega_k^2-\omega_{k+2}^2)\dots(\omega_k^2-\omega_{2n-2}^2)}$$

Nella [6] il primo e il secondo termine dell'espressione contenuta entro la parentesi rendono conto rispettivamente dei poli esterni che si hanno per $\omega = \infty$ e $\omega = 0$.

La [6] si presta inoltre ad una interessante interpretazione fisica; consideriamo infatti un circuito, privo di perdite, contenente una induttanza ed una capacità disposte in parallelo, come in figura 1.

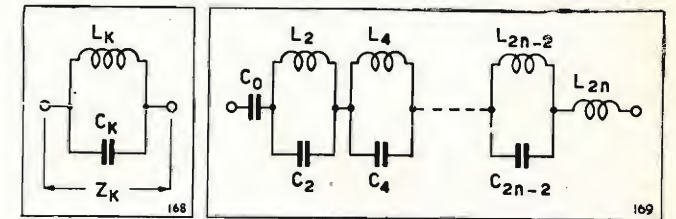



Fig. 1. — Circuito atto a rappresentare un termine della [6].
Fig. 2. — Circuito derivato dal teorema della reattanza di Foster.

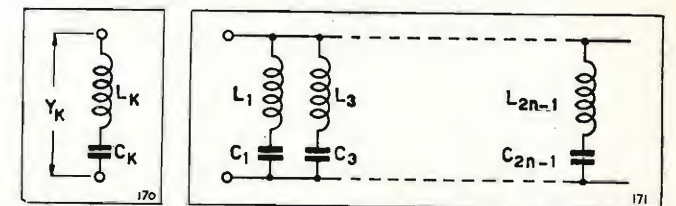



Fig. 3. — Circuito atto a rappresentare un termine della [12].
Fig. 4. — Altro circuito derivato dal teorema della reattanza di Foster.

L'impedenza agli estremi del circuito è data da:

$$Z_k = \frac{j\,L_k\,\omega}{1 - L_k\,C_k\,\omega^2} ,$$

e ponendo $\omega_k^2 = 1/(L_k\,C_k)$ si ottiene:

$$[8] \qquad Z_k = \frac{j\omega\,(-1/C_k)}{(\omega^2-\omega_k^2)} ;$$

ω_k è la frequenza angolare di risonanza per la quale l'impedenza Z_k diventa infinita.

Un circuito del genere, quindi, è in grado di rappresentare un termine della [6] e la Z_{11} si può ottenere praticamente come somma di tanti circuiti del tipo ora considerato posti in serie come in figura 2.

C_0 e L_{2n} rappresentano due circuiti risonanti degeneri le cui pulsazioni di risonanza sono zero e infinito rispettivamente. Dalla [6] e dalla [8] si vede subito che:

$$[9] \qquad -1/C_k = HA_k .$$

Il primo termine della [6] ci permette poi di scrivere la relazione:

$$[10] \qquad H = L_{2n} .$$

L'espressione [7] non è altro che la Z_{11} valutata alla frequenza ω_k a meno del fattore $j\omega H$ al numeratore e di $\omega^2 - \omega_k^2$ al denominatore. Cioè:

$$A_k = \left[Z_{11}\frac{\omega^2-\omega_k^2}{j\omega H}\right]_{\omega=\omega_k} \qquad \frac{1}{A_k} = \left[Y_{11}\frac{j\omega H}{\omega^2-\omega_k^2}\right]_{\omega=\omega_k}$$

$$[11] \qquad C_k = -\left[\frac{j\omega Y_{11}}{\omega^2-\omega_k^2}\right]_{\omega=\omega_k} \qquad (k = 0, 2, 4, ...\ 2n-2) .$$

Da quanto detto si vede come sia possibile realizzare una determinata funzione reattanza mediante un bipolo del tipo di figura 2.

Una funzione reattanza può essere realizzata per mezzo di altri circuiti; infatti se al posto della reattanza si fosse considerata la suscettanza, sviluppandola in somma di frazioni si sarebbe pervenuti ad una espressione del tipo:

[12]
$$Y_{11} = - j\omega H^{-1} \times \left\{ \frac{B_1}{\omega^2 - \omega_1^2} + \frac{B_3}{\omega^2 - \omega_3^2} + \dots + \frac{B_{n-1}}{\omega^2 - \omega_{2n-1}^2} \right\}$$

che mette in evidenza i poli di Y_{11} zeri di Z_{11}; in essa i coefficienti B_k debbono essere determinati come nel caso precedente;

[13]
$$B_k = \left[\frac{H(\omega^2 - \omega_k^2)}{- j\omega Z_{11}} \right]_{\omega = \omega_k} \qquad (k = 1, 3, \dots 2n - 1) .$$

Ciascun termine della [12] può essere rappresentato da un circuito del tipo di figura 3.

Infatti si ha:

[14]
$$Y_k = \frac{j\omega C_k}{1 - \omega^2 L_k C_k} = \frac{j\omega(-1/L_k)}{\omega^2 - \omega_k^2} ,$$

essendo:

[15]
$$\omega_k^2 = \frac{1}{L_k C_k} ,$$

con ω_k frequenza angolare di risonanza, alla quale la reattanza si annulla.

Paragonando la [14] con ciascun termine della [12] si ottiene:

[16]
$$1/L_k = B_k/H ,$$

e dalla [13] si ricava:

[17]
$$L_k = - \left[\frac{j\omega Z_{11}}{\omega^2 - \omega_k^2} \right]_{\omega = \omega_k} \qquad (k = 1, 2, 3, \dots 2n - 1) .$$

È pertanto possibile realizzare la funzione [12] mediante il circuito di figura 4.

La teoria svolta risulta anche molto utile nell'analisi di bipoli (circuiti con due morsetti di ingresso) anche assai complessi, i quali possono essere così ricondotti a bipoli di tipo più semplice.

5. Serie di Fourier.

Per stabilire fino a che punto un bipolo, la cui funzione reattanza abbia gli stessi zeri e poli della [3], si approssima ad una linea reale, conviene riferirsi al circuito di figura 4. Se ai morsetti di ingresso di questo circuito applichiamo una tensione a scalino di valore unitario, la corrente complessiva, eguale alla somma delle singole correnti circolanti in ogni ramo del circuito, avrà la seguente espressione:

[18]
$$i = \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \operatorname{sen} \frac{t}{\sqrt{L_1 C_1}} + \sqrt{\frac{C_3}{L_3}} \operatorname{sen} \frac{t}{\sqrt{L_3 C_3}} + \dots .$$

La forma d'onda della [18] può essere facilmente conosciuta. Essendo:

[19]
$$- \left[\frac{2 j\omega Z_{11}}{\omega^2 - \omega_k^2} \right]_{\omega = \omega_k} = \left[\frac{dZ_{11}}{j\, d\omega} \right]_{\omega = \omega_k} ,$$

dalla [17] si ottiene:

[20]
$$L_k = \frac{1}{2} \left[\frac{dZ_{11}}{j\, d\omega} \right]_{\omega = \omega_k} .$$

Inoltre dalla [3] si ha:

[21]
$$\left[\frac{dZ}{j\, d\omega} \right]_{\omega = \omega_k} = \frac{\tau/2}{\operatorname{sen}^2 \frac{\omega_k}{2}} = \frac{\tau}{2} ,$$

dove $\omega_k = \frac{k\pi}{\tau}$ $k = 1, 3, 5, \dots$.

Per la [20] e la [21] sarà (2):

[22]
$$L_k = \frac{\tau}{4} .$$

Dalla [15], [21] e [22] si ricava (2):

[23]
$$C_k = \frac{4\tau}{k^2 \pi^2} .$$

Sostituendo nella [18] i valori di L_k e C_k ottenuti dalla [22] e [23] si ottiene:

[24]
$$i = \sum_{k=1,3,5,\dots} \frac{4}{k\pi} \operatorname{sen} \frac{k\pi}{\tau} t ,$$

che risulta essere la serie di Fourier per un'onda quadra di ampiezza unitaria e periodo 2τ. Poichè la risposta ad un impulso unitario di tensione di una linea aperta, priva di perdite, è un'onda quadra di altezza unitaria e periodo $\frac{2l}{v}$, il circuito di figura 4, o altro equivalente, si potrà considerare perfettamente corrispondente ad una linea aperta solo nel caso che il numero k dei circuiti risonanti sia infinito.

Intuitivamente la difficoltà era prevedibile, essendo impossibile eguagliare il comportamento di una linea a costanti distribuite con un circuito a costanti concentrate.

Si può dire però che il comportamento del circuito di figura 4 con n maglie si avvicina a quello di una data linea allo stesso modo come n termini della serie di Fourier [24] approssimano un'onda quadra.

La forma d'onda che si ottiene considerando un numero limitato di termini della serie di Fourier è riportata in figura 5.

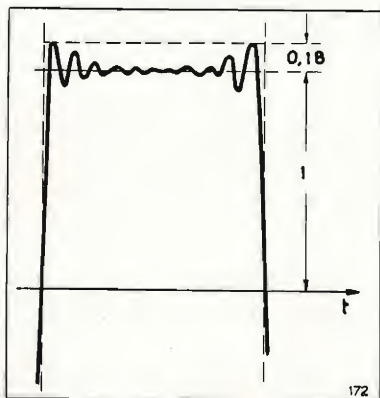



Fig. 5. — Andamento generico dell'onda che si ottiene considerando un limitato numero di termini della serie di Fourier per un'onda quadra.

(2) Si ricorda che il termine a secondo membro della [22] si intende moltiplicato per l'impedenza $Z = 1$ ohm. Analogamente, anche il termine a secondo membro della [23] si intende diviso per la stessa impedenza.

Si noterà che la parte superiore dell'onda presenta un certo numero di oscillazioni. Aumentando il numero dei termini della serie aumenta l'inclinazione dei fianchi, diminuisce il periodo delle oscillazioni che tendono a raggrupparsi verso gli estremi, ma la loro ampiezza massima si mantiene costante (circa il 18%).

Aumentando indefinitamente il numero dei termini, il periodo delle oscillazioni tende a zero, ma l'ampiezza massima rimane invariata e la perturbazione della forma d'onda rimane di entità invariata, pur essendo divenuta di durata infinitesima. Tale comportamento caratteristico viene messo in rilievo quando si applica l'analisi di Fourier a funzioni presentanti punti di discontinuità e viene chiamato « Fenomeno di Gibbs ».

Similmente la linea artificiale del tipo di figura 4, o altra corrispondente, sia pure progettata prendendo un cospicuo numero di termini della serie [18], darebbe luogo ad un'onda che si discosterebbe in modo analogo dalla forma tipicamente rettangolare ottenibile con una linea reale.

6. Teoria di Guillemin.

Accertata l'impossibilità di ottenere impulsi perfettamente rettangolari con circuiti a costanti concentrate, il Guillemin ha proposto di scegliere un'onda la cui forma, pur non discostandosi molto dall'andamento rettangolare, fosse tale da eliminare le discontinuità.

Dal punto di vista matematico ciò significa che la corrispondente serie di Fourier avrebbe la proprietà di convergere uniformemente in modo più rapido, ed in questo caso l'ampiezza delle accennate oscillazioni nella parte superiore dell'onda (fig. 5) può essere ridotta a piacere, prendendo un sufficiente numero di termini.

Questa premessa fa sorgere una difficoltà; infatti mentre precedentemente la funzione da approssimare era la [3] ora essa non è più conosciuta.

Per una agevole determinazione della nuova funzione reattanza conviene fare qualche ipotesi semplificativa.

In figura 6 viene riportato lo schema di principio di un generatore di impulsi che realizza il tipo di funzionamento accennato nella premessa. Attraverso una conveniente resistenza di protezione R_p la batteria carica lentamente la linea artificiale; in questa fase del funzionamento, poichè la corrente di carica è molto piccola, la differenza di potenziale ai capi della resistenza di carico R_c è inapprezzabile.

Successivamente, dopo che la linea artificiale ha raggiunto il potenziale della batteria, la chiusura dell'interruttore ne determina la scarica sulla resistenza di carico. Se quest'ultima è uguale a quella caratteristica della linea, si otterrà un unico impulso di corrente la cui forma dipenderà dalle caratteristiche della linea artificiale.

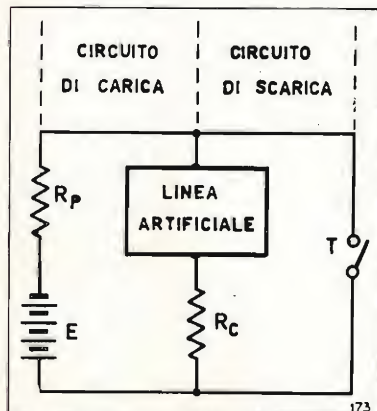



Fig. 6. — Schema di principio di un generatore di impulsi.

Quindi il modo più diretto per determinare la nuova funzione reattanza sarebbe di considerare il circuito di scarica della linea artificiale e, partendo da un determinato tipo di impulso di corrente, andare a ritroso fino a determinare la nuova funzione reattanza necessaria a produrlo. Un tale modo di procedere risulterebbe molto laborioso specialmente per il fatto che ci si troverebbe in condizioni di regime transitorio.

Con qualche approssimazione però il problema può essere ancora affrontato in condizioni di regime stazionario, quale si ottiene considerando la carica o scarica della linea artificiale su un circuito di resistenza nulla.

In figura 7 supponendo di aver posto in A una linea reale aperta priva di perdite, alla chiusura del tasto, immaginando nulla la resistenza del generatore, si avrà un'onda rettangolare di corrente (a) di periodo $\frac{2l}{v}$, come può ricavarsi dalla teoria delle linee. Se in serie al circuito disponiamo in un secondo tempo una resistenza uguale alla impedenza caratteristica della linea, alla chiusura del tasto, si avrà un unico impulso di corrente (b) la cui forma si identificherà con un semiperiodo dell'onda periodica ottenuta precedentemente.

Fig. 7. — Circuito atto a produrre un'onda periodica di corrente di forma simile a quella dell'impulso richiesto.

Il Guillemin ha formulato l'ipotesi, confermata dall'esperienza, che quanto sopra detto potesse, con buona approssimazione, risultare ancora valido nel caso che alla linea reale venga sostituita una linea artificiale.

Cioè, in assenza di resistenze, se alla chiusura del tasto l'onda di corrente periodica (c) prodotta sarà del tipo desiderato, tale da eliminare le discontinuità, allorchè la linea artificiale funzionerà a regime impulsivo, e quindi con in serie una resistenza uguale all'impedenza caratteristica, l'impulso di corrente (d) prodotto sarà ancora con buona approssimazione della stessa forma.

Questa ipotesi semplifica di molto il problema perchè permette di utilizzare ancora la serie di Fourier.

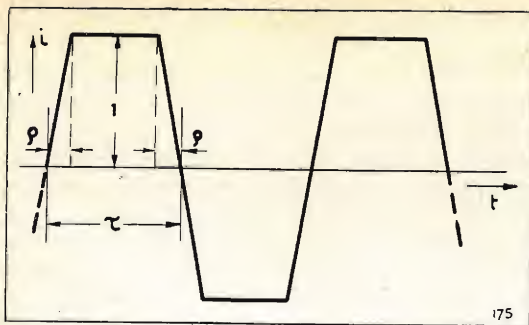



Fig. 8. — Onda di corrente trapezoidale.

Fra le varie forme d'onda possibili consideriamo la trapezoidale (fig. 8), dove con ϱ si è indicato il tempo necessario alla funzione per raggiungere il suo massimo valore [3].

Per questa forma d'onda i coefficienti della serie di Fourier sono del tipo:

$$[25] \qquad a_k = \frac{4}{k\pi}\left(\frac{\operatorname{sen} k\pi \frac{\varrho}{\tau}}{k\pi \frac{\varrho}{\tau}}\right).$$

Il termine $\frac{\operatorname{sen} x}{x}$ assicura della rapida convergenza della serie.

Una convergenza ancora maggiore si ha se si sceglie un'onda con la parte superiore piana e fronti a forma di parabola invertita, il cui vertice coincida col punto in cui l'onda raggiunge il suo massimo valore (fig. 9).

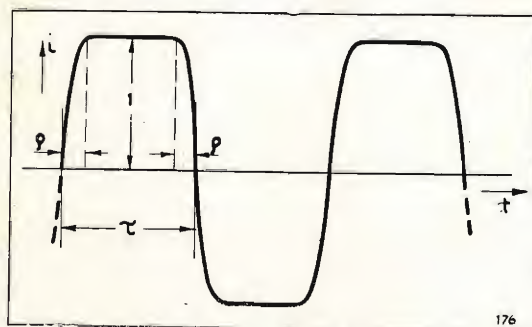



Fig. 9. — Onda di corrente con parte superiore piana e fianchi a forma di parabola invertita.

I coefficienti assumono la forma:

$$[26] \qquad a_k = \frac{4}{k\pi}\left(\frac{\operatorname{sen} k \frac{\pi}{2}\frac{\varrho}{\tau}}{k\frac{\pi}{2}\frac{\varrho}{\tau}}\right)^2.$$

Per la determinazione dei parametri della linea artificiale secondo lo schema di figura 4 varranno gli stessi ragionamenti fatti al paragrafo 5. I valori di L_k e C_k, determinati tenendo conto dei coefficienti della serie di Fourier corrispondente alla forma d'onda scelta, sono dati dalle seguenti espressioni:

$$a_k = \frac{4}{k\pi} B\,, \qquad L_k = \frac{\tau}{4}/B\,, \qquad C_k = \frac{4\tau}{k^2\pi^2} B$$

(3) Nella letteratura di lingua inglese questo tempo viene denominato « tempo di levata ».

dove B è un coefficiente che dipende dalla forma dell'onda; per le forme sopra considerate si ha:

forma d'onda	B
rettangolare	1
trapezoidale	$\frac{\operatorname{sen}(k\pi\varrho/\tau)}{k\pi\varrho/\tau}$
fianchi parabolici	$\left(\frac{\operatorname{sen}\frac{1}{2}\frac{k\pi\varrho}{\tau}}{\frac{1}{2}\frac{k\pi\varrho}{\tau}}\right)^2$

Per valore diverso da 1 ohm dell'impedenza caratteristica (vedi nota 2) basterà moltiplicare le induttanze per Z_{11} e le capacità per $1/Z_{11}$.

L'esperienza ha dimostrato che 5 sezioni sono sufficienti per una conveniente approssimazione alla forma d'onda desiderata.

La figura 10 riporta una linea artificiale di 5 sezioni con impedenza caratteristica di 1 ohm, atta a pro-

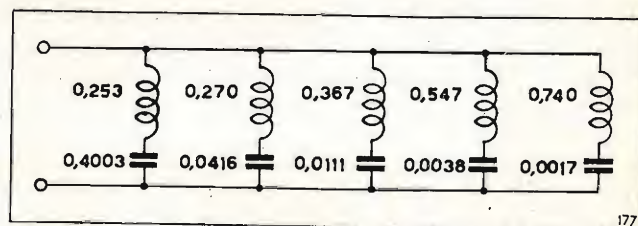



Fig. 10. — Linea artificiale ottenuta applicando l'analisi di Fourier ad una determinata onda di corrente. Moltiplicare le capacità per τ/Z e le induttanze per $Z\tau$. Capacità in farad, induttanze in henry, τ in secondi, Z in ohm.

durre impulsi trapezoidali della durata di un secondo e con $\varrho \cong 0{,}08$. Per valori diversi di Z_{11} e di τ basta moltiplicare le induttanze per $Z_{11}\tau$ e le capacità per τ/Z_{11}.

7. Calcolo approssimato della linea artificiale.

Il metodo precedentemente esposto permette di ottenere un circuito il quale presenta l'inconveniente di avere le induttanze in serie alle capacità. Alle armoniche più elevate le capacità parassite delle induttanze non risultano trascurabili rispetto alle capacità poste in serie, per cui si verifica una deformazione della forma d'onda. È pertanto consigliabile trasformare il circuito in altro equivalente.

Abbiamo già visto al paragrafo 4 l'equivalenza tra il circuito di figura 4 e quello di figura 2; quindi, nel caso che si desideri ottenere quest'ultimo circuito, il teorema della reattanza di Foster ci dà la possibilità di effettuare la trasformazione. Si noterà però che il circuito di figura 10 è stato realizzato con la sola conoscenza degli zeri della funzione reattanza (frequenze armoniche del polinomio [18]; ne deriva che, per effettuare la trasformazione, cioè per scrivere una

relazione analoga alla [6] sarà necessario conoscerne anche i poli. Ciò implica la determinazione delle radici del polinomio a denominatore della [1], per cui, dovendosi risolvere equazioni di grado elevato, il procedimento risulterebbe estremamente laborioso.

Per superare la difficoltà è stato proposto dal Guillemin un metodo approssimato che permette di determinare i poli con buona approssimazione e in modo assai rapido.

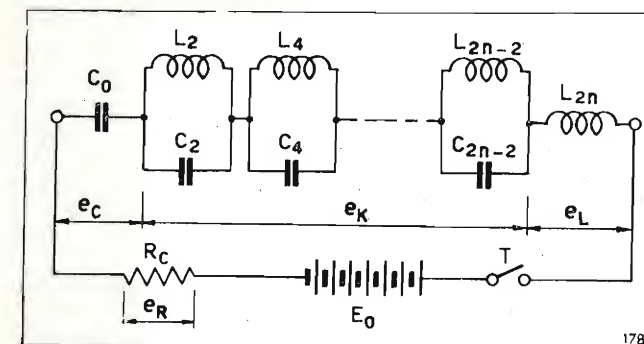



Fig. 11. — Circuito che permette di determinare i presunti andamenti della corrente e delle tensioni riportate in figura 12.

Si consideri il circuito di figura 2 come costituito da tre parti: la capacità C_0, l'induttanza L_{2n}, e il gruppo dei circuiti oscillatori che chiameremo K. Supponiamo che l'intero circuito sia disposto secondo lo schema di figura 11, dove R_c è eguale alla impedenza caratteristica della linea rappresentata dal bipolo.

Alla chiusura del tasto supponiamo, come sembra lecito, che l'andamento della corrente risultante sia del tipo della i di figura 12. In figura appaiono tracciati anche i presumibili andamenti delle corrispon-

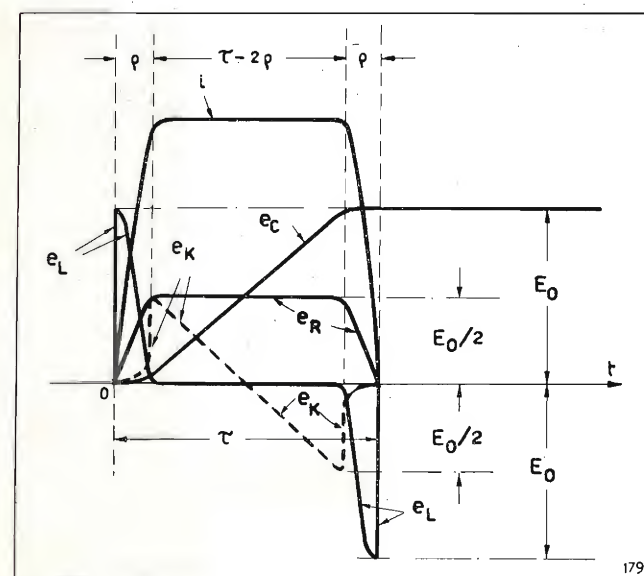



Fig. 12. — Andamento presunto della corrente nel circuito di figura 11 e tensioni relative.

denti cadute di tensione: e_R ai capi di R, e_C ai capi di C_0, e_L ai capi di L_{2n}, e infine e_K ai capi del gruppo dei circuiti oscillatori, ottenuta per differenza tra la E_0 e la somma delle altre cadute di tensione.

La forma d'onda della tensione e_K è data dalla somma delle singole tensioni alternative, che si destano ai capi di ogni circuito oscillatorio, di frequenza crescente secondo la serie 2, 4, 6 ... $2n-2$.

Chiamiamo ϱ il tempo necessario alla corrente risultante per raggiungere il suo valore massimo.

Per giustificare fisicamente l'andamento della tensione ai capi di K, che è stato dedotto geometricamente, occorrerà premettere alcune considerazioni.

Se il gruppo dei circuiti oscillatori K, considerato isolatamente, è attraversato da un impulso rettangolare di corrente (di valore eguale all'altezza di i), la sua risposta è tale da produrre una caduta di tensione periodica il cui andamento sarà del tipo schematizzato in figura 13.

Analogamente si può pensare che, con buona approssimazione, il presunto impulso di corrente i determinerà ai capi di K una tensione avente l'andamento e_K di figura 12.

Esaminando la figura 12 si nota il fatto importante che il tempo di carica del condensatore C_0, per la configurazione del circuito, è sensibilmente eguale a $\tau - 2\varrho$ e così può dirsi anche per il periodo di e_K. Se così non fosse il presupposto andamento dell'impulso di corrente i non si verificherebbe in pratica.

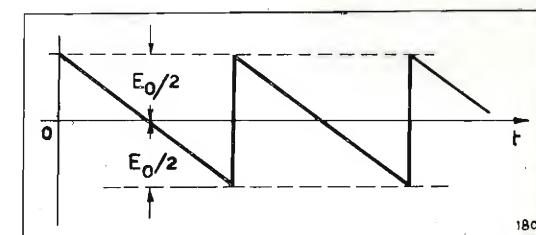



Fig. 13. — Onda di tensione ai capi di K in seguito ad un impulso rettangolare di corrente.

Con ragionevole approssimazione l'inclinazione del fronte dell'impulso di corrente, supposto unitario, è data dalla relazione:

$$[27] \qquad \left(\frac{di}{dt}\right)_{t=0} = \frac{1}{\varrho}.$$

Relativamente alla natura approssimata del presente metodo, per la valutazione della derivata iniziale della corrente, è sufficiente assumere una somma parziale della serie di Fourier, e cioè:

$$[28] \qquad i = \frac{4}{\pi} \times \left(\operatorname{sen}\frac{\pi t}{\tau} + \frac{1}{3}\operatorname{sen}\frac{3\pi t}{\tau} + \dots + \frac{1}{2n-1}\operatorname{sen}\frac{(2n-1)\pi t}{\tau}\right).$$

Derivando la [28] all'istante iniziale avremo:

$$\left(\frac{di}{dt}\right)_{t=0} = \frac{4n}{\tau}.$$

Dalla [27] si ha:

$$\varrho = \frac{\tau}{4n},$$

mentre il periodo fondamentale dell'onda di figura 12, relativamente ad e_K, è:

$$[29] \qquad \tau - 2\varrho = \tau\left(1 - \frac{1}{2n}\right) \cong \frac{2n\tau}{2n+1}.$$

Per le frequenze di risonanza dei componenti LC in parallelo nel circuito di figura 11 si ottiene allora la formula:

$$[30] \qquad \omega_k = \frac{k\pi}{\tau}\left(\frac{2n+1}{2n}\right) \quad (k = 2, 4, 6 \dots 2n\text{-}2).$$

Le frequenze calcolate in questo modo sono i poli interni della funzione reattanza [6] e l'Autore dichiara di aver notato una sorprendente coincidenza con i risultati che si ottengono cercando le radici del polinomio a denominatore della [1].

Confrontando la [30] con la [5] si noterà che l'approssimazione conseguita con il metodo attuale, fondato sul comportamento in regime transitorio, implica uno scivolamento dei poli verso destra proporzionale al coefficiente $\frac{2n+1}{2n}$. Gli zeri, frequenze armoniche dispari del polinomio [18], si trovano, come già visto, ad ogni ω_k tale che:

$$\omega_k = \frac{k\pi}{\tau} \qquad (k = 1,\ 3,\ 5,\ \dots\ 2n-1)\ .$$

Conoscendo, infine, i poli e gli zeri interni della funzione reattanza, potremo applicare il metodo accennato precedentemente per realizzare praticamente la rete.

Nell'ipotesi di costruire un circuito di 5 elementi e per $\tau = 1$ sec., $Z = 1$ ohm, avremo:

Poli interni	Zeri interni
$\omega_2 = 6{,}9$	$\omega_1 = 3{,}14$
$\omega_4 = 13{,}8$	$\omega_3 = 9{,}42$
$\omega_6 = 20{,}7$	$\omega_5 = 15{,}70$
$\omega_8 = 27{,}6$	$\omega_7 = 21{,}98$
	$\omega_9 = 28{,}26$

Applicando la [7] troviamo subito gli A_k:

$$A_0 = -28{,}1 \quad A_2 = -54{,}5 \quad A_4 = -49{,}5 \quad A_6 = -41 \quad A_8 = -25{,}2 .$$

Applicando ora la [9] potremmo determinare H ove conoscessimo C_0. Nella ipotesi di avere caricato la linea artificiale e di scaricarla in un secondo tempo sulla resistenza R, C_0 è l'elemento che fornisce tutta l'energia per la scarica. Supponendo che sia stato caricato alla tensione E, ha immagazzinata un'energia $\frac{1}{2} C_0 E^2$ che verrà poi dissipata sulla resistenza R durante la scarica; avremo quindi:

$$\frac{1}{2} C_0 E^2 = \frac{E}{2} \cdot \frac{E}{2R} (\tau - 2\varrho)\ ,$$

$$C_0 = \frac{\tau - 2\varrho}{2R}$$

per $n = 5$ $\tau = 1$ $R = 1$, ricordando la [29] abbiamo:

$$C_0 = 0{,}455 \text{ F}\ .$$

Per cui, secondo le [9] e [10],

$$L_{2n} = H = -\frac{1}{C_0 A_0} = 0{,}0781 \text{ H}$$

$$C_2 = -\frac{1}{H A_2} = 0{,}235 \text{ F} \qquad C_4 = -\frac{1}{H A_4} = 0{,}259 \text{ F}$$

$$C_6 = -\frac{1}{H A_6} = 0{,}313 \text{ F} \qquad C_8 = -\frac{1}{H A_8} = 0{,}506 \text{ F}$$

$$L_2 = \frac{1}{\omega_2^2 C_2} = 0{,}0893 \text{ H} \qquad L_4 = \frac{1}{\omega_4^2 C_4} = 0{,}0202 \text{ H}$$

$$L_6 = \frac{1}{\omega_6^2 C_6} = 0{,}0075 \text{ H} \qquad L_8 = \frac{1}{\omega_8^2 C_8} = 0{,}0026 \text{ H}$$

La linea artificiale è completamente determinata.

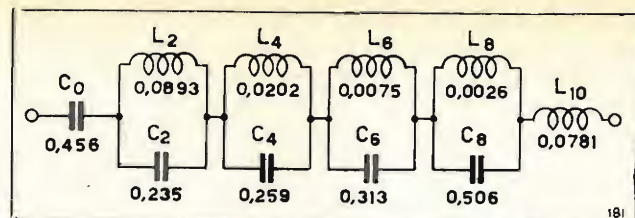



Fig. 14. — Linea artificiale derivata dal teorema della reattanza di Foster. Moltiplicare le capacità per τ/Z e le induttanze per $Z\tau$. Capacità in farad, induttanze in henry, τ in secondi, Z in ohm.

Per altri valori di τ o di Z basterà ovviamente moltiplicare le induttanze per $Z\tau$ e le capacità per τ/Z. Le induttanze sono in henry e le capacità in farad se la durata τ dell'impulso è espressa in secondi e l'impedenza Z in ohm.

La teoria svolta precedentemente ci ha permesso di calcolare la linea di figura 14 che presenta parecchi vantaggi pratici rispetto a quella di figura 10.

Essa permette una facile ricerca dei poli della funzione reattanza, diminuisce l'effetto delle capacità parassite nelle bobine, e inoltre la carica totale è immagazzinata dalla capacità C_0, che è la sola sottoposta all'intera tensione di carica. Eventuali piccoli spostamenti dei poli non influiscono apprezzabilmente sul comportamento della linea. D'altro canto, dal punto di vista della produzione « di serie », ha il grave inconveniente di richiedere valori di capacità molto elevati e diversi da maglia a maglia.

8. Circuito con capacità tutte eguali.

Nella eventualità che la linea artificiale sia destinata a funzionare con tensioni molto elevate, come generalmente avviene nei modulatori per « Radar », può essere vantaggioso effettuare una ulteriore trasformazione del circuito di figura 14, allo scopo di ottenere capacità più piccole ed eguali per ogni maglia. La realizzazione pratica della linea artificiale ne risulterebbe agevolata, sia dal punto di vista della produzione, sia per la possibilità di raggiungere nel montaggio un minimo ingombro.

Il problema della trasformazione di cui sopra è essenzialmente di natura matematica, ed i calcoli relativi sono molto laboriosi.

Ci si limiterà a dare qualche cenno sul modo di impostare il problema unitamente ai risultati conseguibili.

L'introduzione delle funzioni di variabile complessa rende il teorema di Foster di significato più generale. La funzione reattanza $Z_{11}(\lambda)$ può essere considerata come una funzione della variabile complessa λ.

Nel nostro caso (perdite nulle) i poli e gli zeri si trovano sull'asse immaginario e le frequenze corrispondenti sono reali. È possibile studiare il comportamento della funzione $Z_{11}(\lambda)$ nell'intorno di ogni

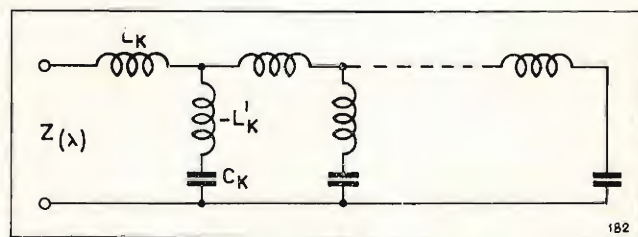



Fig. 15. — Linea artificiale a capacità tutte eguali.

suo punto di singolarità, effettuandone lo sviluppo in serie di Laurent.

Si ottiene così una espressione della funzione reattanza suscettibile di realizzazione fisica a mezzo del circuito di figura 15.

Si noterà che in serie alle capacità compaiono induttanze negative, delle quali si può praticamente tenere conto mediante una mutua induzione tra le induttanze adiacenti $L_1 - L_2$; $L_2 - L_3$ ecc.

Si ottiene così il circuito di figura 16 dove:

$$C_k = C_0/n\ .$$

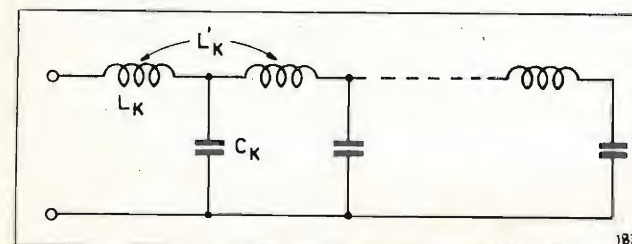



Fig. 16. — Linea artificiale a capacità tutte eguali equivalente a quella di figura 15.

In figura 17 sono dati i valori dei singoli parametri per $\tau = 1$ sec., $Z = 1$ ohm, $n = 5$.

Poichè i valori delle induttanze nei vari rami si mantengono pressochè costanti, si è trovato molto comodo ai fini pratici costruire un solenoide avvolto uniformemente aggiustando il rapporto tra diametro e lunghezza dell'avvolgimento in modo da tenere conto delle induttanze mutue tra elementi adiacenti. Le capacità C_k vengono derivate a distanze eguali e l'accoppiamento medio tra le induttanze adiacenti, in concordanza col valore trovato per L'_k, risulta del 15%. $(M/\sqrt{L_1 L_2} \cong 0.15)$.

Una linea artificiale così costruita, oltre ad avere il pregio della semplicità, ha dato risultati soddisfacenti ed è al momento molto usata.

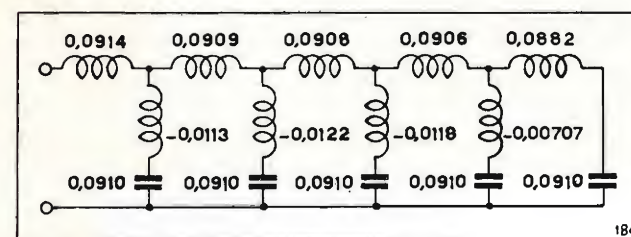
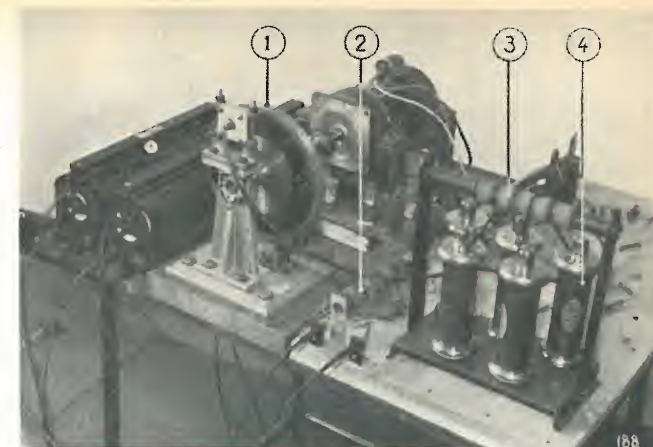



Fig. 17. — Linea artificiale a capacità tutte eguali. Moltiplicare le capacità per τ/Z e le induttanze per $Z\tau$. Capacità in farad, induttanze in henry, τ in secondi, Z in ohm.

9. Altre linee artificiali.

Sono stati fino ad ora considerati circuiti che, approssimando il comportamento di una linea reale priva di perdite aperta ad un estremo, possono considerarsi come alimentati in tensione. Analoghe considerazioni potrebbero farsi, nel caso che la linea da approssimare avesse un estremo in corto circuito, se si provvede a sostituire alle tensioni le correnti e viceversa. Con riferimento al paragrafo 6, invece di applicare al circuito in esame una tensione a scalino di valore unitario e generare così un'onda periodica di corrente, si farà circolare nel circuito una corrente

Generatore sperimentale di impulsi di grande potenza realizzato secondo lo schema di principio di figura 6.

(1) Spinterometro rotante (corrispondente all'interruttore T di figura 6) per la scarica periodica della linea artificiale (500 impulsi/secondo) (2) Linea di ritardo per il controllo oscillografico della forma dell'impulso. (3) (4) Capacità e induttanze della linea artificiale del tipo di figura 17 (τ = 1 microsecondo, Z = 50 ohm).

a scalino di valore unitario generando ai suoi estremi un'onda periodica di tensione.

Il circuito di figura 7 viene sostituito dal circuito di figura 18 e l'onda di tensione ha inizio con l'apertura del tasto T.

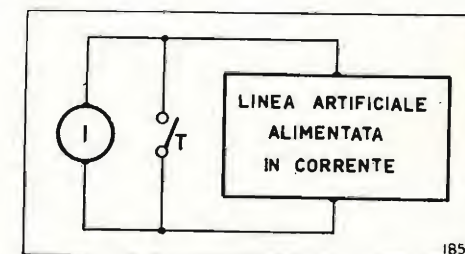



Fig. 18. — Circuito atto a produrre un'onda periodica di tensione di forma simile a quella dell'impulso richiesto.

Sviluppando in serie di Fourier l'onda di tensione ottenuta, è possibile, attraverso l'espressione dei coefficienti, ottenere il circuito di figura 19.

La tensione ai capi di ogni circuito risonante $L_k\ C_k$ è del tipo:

$$[31] \qquad v = \sqrt{L_k/C_k}\ \text{sen}\ (t/\sqrt{L_k C_k})\ ;$$

Insieme dell'apparecchiatura con alimentatore (a destra) e oscillografo (sincronizzato a monte della linea di ritardo in modo che il fascetto elettronico si sganci circa 0,5 microsecondi prima dell'arrivo dell'impulso).

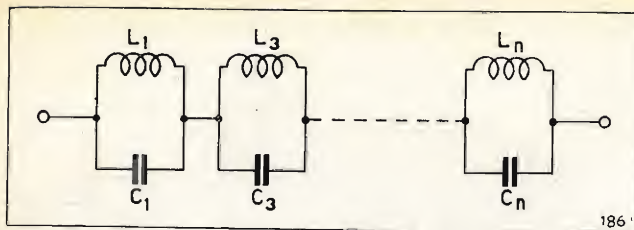



Fig. 19. — Circuito da alimentare in corrente, ottenuto applicando l'analisi di Fourier ad una determinata onda di tensione.

paragonando la [31] alla [18] si noterà che le due espressioni hanno la stessa forma, a parte lo scambio tra corrente e tensione e tra L e C. Ne deriva che i risultati ottenuti per i precedenti circuiti possono senz'altro essere applicati, avendo cura di sostituire

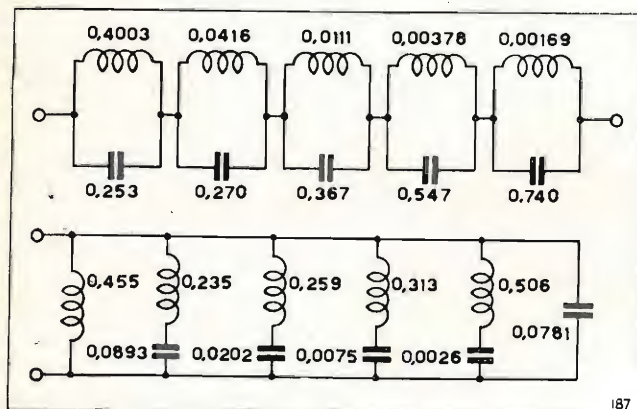



Fig. 20. — Linee artificiali equivalenti da alimentare in corrente. Moltiplicare le capacità per τ/Z e le induttanze per $Z\tau$. Capacità in farad, induttanze in henry, τ in secondi, Z in ohm.

alle induttanze le capacità, alle combinazioni « serie » quelle « parallelo » e viceversa.

Si riportano in figura 20 le linee artificiali, da alimentare in corrente, calcolate con metodi analoghi a quelli riportati ai paragrafi 6 e 7.

La linea artificiale, alimentata in corrente, del tipo di figura 17, non è fisicamente realizzabile poichè in luogo di induttanze negative si avrebbero capacità negative.

10. Prove sperimentali.

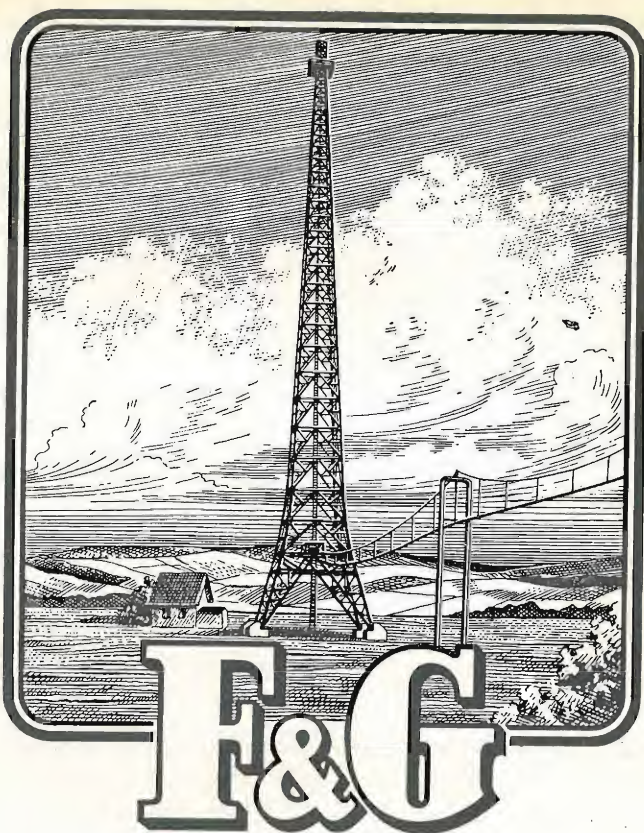
Sono state eseguite prove sperimentali adoperando un circuito del tipo schematizzato in figura 6, dove ai capi di R_c si è inserito un oscillografo opportunamente adattato per il rilievo di fenomeni transitori. Le prove eseguite hanno dato risultati soddisfacenti; è stata anche rilevata la possibilità di apportare piccole correzioni alla forma dell'impulso, alterando lievemente qualche elemento della linea artificiale.

Sentitamente ringrazio il prof. Boella ed il prof. Egidi per il loro interessamento e per gli utili consigli.

BIBLIOGRAFIA

1 - Guillemin E. A.: *Communication Networks*, Vol. I-II, Wiley, New York, 1935.

2 - Guillemin E. A.: *A Historical Account of the Development of a Design Procedure for Pulse-forming Networks*, RL Report n. 43, Oct. 16, 1944.

3 - Glasoe G. M.-Lebacqz S. V.: *Pulse Generators* « Radiation Laboratory Series », n. 5, Mc Graw-Hill, New York, 1948.

IL SISTEMA DI NAVIGAZIONE AEREA A COORDINATE POLARI

Dott. Ing. LUIGI PALLAVICINO
della F.A.C.E.

SOMMARIO - Vengono fatte alcune considerazioni sul sistema di radionavigazione iperbolica: successivamente viene descritto il funzionamento delle apparecchiature per la radionavigazione a coordinate polari e cioè il Radiofaro Omnidirezionale (VOR) e il Misuratore di distanza (DME)

1. Generalità.

In questa nota verrà descritto un sistema di navigazione aerea a breve distanza (qualche centinaio di chilometri dagli aeroporti).

Prima di iniziare conviene fare presente che due sono le classi di sistemi di aiuto alla navigazione aerea che permettono di dare immediate e automatiche indicazioni visive al pilota sulla posizione del suo velivolo in qualunque punto esso si trovi. I due sistemi sono: *Sistema di navigazione a curve iperboliche* e *sistema a coordinate polari*.

Nel sistema a curve iperboliche, molto usato durante la guerra scorsa, la posizione del velivolo è fissata dalla intersezione di due iperboli: rammentiamo che un'iperbole è il luogo dei punti nei quali la differenza delle distanze dai due fuochi è una costante; i fuochi della iperbole in questo caso si identificano rispettivamente con due stazioni radiotrasmittenti (esempi di tale sistema sono il Loran, il GEE ed il Decca). Mediante una catena di stazioni trasmittenti è possibile ottenere diverse famiglie di iperboli le cui intersezioni servono al pilota per individuare la posizione del velivolo.

Questi sistemi pur essendo assai utili presentano un certo numero di inconvenienti se applicati alla navigazione aerea quali:

— l'impiego di carte speciali;

— l'impossibilità di far seguire al velivolo rotte rettilinee o traiettorie circolari con apparecchiature a lettura diretta, senza ricorrere ad ingombranti ed assai complicate apparecchiature aggiuntive;

— il limitatissimo numero delle frequenze disponibili le quali risultano inoltre facilmente disturbabili (frequenze intorno 3000 m per il sistema Decca);

— la probabile difficoltà di funzionamento nelle regioni tropicali a causa dei parassiti atmosferici, dato che questi sistemi utilizzano onde con frequenze basse: non si ha ancora esperienza a questo riguardo. (v. App. 1).

Il sistema a coordinate polari (misura dell'azimut del velivolo e della distanza del velivolo dall'aeroporto più vicino) presenta numerosi vantaggi sia dal punto di vista civile sia da quello militare. Detti vantaggi sono:

— grande facilità di impiego;

— possibilità di adattamento al pilota automatico per far seguire automaticamente al velivolo traiettorie rettilinee o circolari (avente per centro l'aeroporto);

— utilizzazione di una sola stazione a terra;

— utilizzazione di carte geografiche comuni;

— assai scarsa probabilità di essere disturbati;

— scarsa vulnerabilità delle stazioni a terra (sono situate negli aeroporti e quindi presidiate) e comunque ogni stazione funziona indipendentemente l'una dall'altra;

— non vi è la necessità di grande spazio per l'installazione delle stazioni emittenti;

— diminuzione considerevole dei rischi di interferenza (bande VHF e UHF) e di errori dovuti ai parassiti atmosferici.

Negli U.S.A. la grande diffusione delle stazioni VOR a terra (ve ne sono oltre 300 attualmente) permette a qualunque velivolo, con la aggiunta al normale ricevitore VHF di un leggero e piccolo dispositivo, di conoscere l'angolo azimutale.

Con l'aggiunta poi al velivolo dell'apparecchiatura DME si ha la definizione completa della posizione del velivolo nello spazio rispetto ad un determinato aeroporto.

Il DME, che è l'apparecchiatura che fornisce l'indicazione della distanza del velivolo dall'aeroporto, permette al velivolo stesso di descrivere dei circoli attorno all'aeroporto d'atterraggio: ciò è di fondamentale importanza per quegli aeroporti estremamente impegnati per l'arrivo contemporaneo di diversi velivoli. In tale caso la torre di controllo dispone ai diversi velivoli di descrivere dei cerchi di raggio differente ed a differenti quote, in attesa che venga a turno ordinato loro di scendere all'atterraggio.

Nell'atterraggio strumentale, che si effettua nei momenti di scarsa visibilità, il DME, fornendo continuamente l'indicazione della distanza dall'aeroporto, dà un valido contributo alle indicazioni strumentali di atterraggio e serve in ogni caso di controllo agli strumenti stessi.

2. Radiofaro VHF omnidirezionale chiamato « omnirange » od anche VOR.

Con lo sviluppo dell'aeronavigazione ed il conseguente affollamento dei velivoli in vicinanza degli aeroporti, i sistemi di guida basati sui radiosentieri funzionanti su due, quattro, otto bracci si sono dimostrati incapaci a soddisfare le nuove esigenze di traffico. Si è perciò imposto il moderno sistema di navigazione atto a fornire un numero infinito di radiosentieri tutti convergenti verso l'aeroporto ove è situato il VOR che si sta descrivendo.

Spesso il radiofaro omnidirezionale (VOR) viene confuso con il radiofaro non direzionale: i due sistemi di navigazione sono fondamentalmente diversi ed è bene qui chiarire la loro differenza.

Il radiofaro non direzionale è un trasmettitore radio terrestre, fisso, che emette circolarmente in tutte le direzioni; le navi e i velivoli che sono muniti di radiogoniometro automatico o manuale possono da bordo rilevare l'angolo che l'asse della nave o del velivolo fa con la detta stazione radiotrasmittente.

Il radiofaro omnidirezionale (VOR) emette anch'esso con continuità e circolarmente, ma le sue emissioni sono dotate di caratteristiche differenti a seconda della direzione azimutale di emissione; così mentre col primo sistema il velivolo per conoscere l'angolo di rotta ha bisogno di possedere a bordo il radiogoniometro, con il secondo sistema ciò non è necessario.

È interessante confrontare le letture fatte a bordo con la bussola magnetica, con il radiogoniometro e con il VOR; in figura 1 sono riportati i tre quadranti (bussola magnetica, radiogoniometro e VOR) e relative letture a seconda delle posizioni del velivolo nello spazio e tenendo anche conto della direzione dell'asse del velivolo rispetto al radiofaro omnidirezionale e radiofaro non direzionale (nel punto *A* della figura 1 si è supposto che vi sia un radiofaro omnidirezionale ed un radiofaro non direzionale).

Dall'esame delle lettere *a*) e *b*) si vede che la lettura fatta dal VOR è indipendente dalla direzione di volo del velivolo in quell'istante, mentre le altre due letture (bussola e radiogoniometro) sono legate alla direzione di navigazione in quel momento.

Il VOR ha elementi in comune con altri tipi di apparecchiature per tracciare radiosentieri ecc. e rappresenta un affinamento della tecnica piuttosto che lo sviluppo di nuovi princìpi.

La parte più interessante di queste apparecchiature è l'antenna ed in questa memoria si esaminano i due tipi di antenna realizzati, quella costruita dalla C.A.A. (Civil Aeronautics Administration degli U.S.A.) e quella ideata dalla Federal una delle Società del

Fig. 1. — Confronto delle letture fatte a bordo con la bussola magnetica, col radiogoniometro, e col radiofaro VOR.

Vista posteriore del radiofaro VOR nella realizzazione Lorenz (Consociata F.A.C.E.).

Sistema I.T.T. (International Telephone and Telegraph) Consociata della F.A.C.E.

Lo schema a blocchi della figura 2 rappresenta in modo chiaro la costituzione dell'apparecchiatura di terra e le relative connessioni con l'antenna C.A.A. o con la nuova antenna Federal, ambedue rappresentate nella figura stessa.

Il funzionamento del VOR è basato sul principio della trasmissione contemporanea nello spazio delle seguenti frequenze:

a) una portante avente una frequenza compresa nella banda 112-118 MHz;

b) la portante suddetta è modulata in ampiezza da una sub-portante a 9960 Hz, la quale, a sua volta, è modulata in frequenza a 30 Hz;

c) emissione di bande laterali relative alla frequenza di 30 Hz.

3. Antenna C.A.A.

Dall'esame dello schema a blocchi (fig. 2) si può notare che l'amplificatore finale del trasmettitore alimenta il telaio centrale fornendogli la portante modulata in ampiezza dalla sub-portante la quale a sua volta è modulata in frequenza a 30 Hz, come detto alle lettere *a*) e *b*).

Inoltre l'amplificatore finale a radiofrequenza, attraverso il dispositivo eliminatore della modulazione, alimenta le due coppie di telai esterni: l'alimentazione di questi telai è fatta per mezzo di un goniometro ruotante costituito da un condensatore le cui lamine mobili ruotano fra quelle fisse, producendo in tale modo un accoppiamento capacitivo variabile alle due coppie di telai. Le fasi dei telai di una stessa coppia sono spostate di 180° e le fasi delle coppie di telai sono spostate di 90° fra di loro.

Il goniometro funziona come un generatore meccanico di bande laterali: l'uscita del circuito n. 1 dal goniometro fornisce bande laterali a 30 Hz con fase, riferita alla audiofrequenza, di 0°. L'uscita n. 2

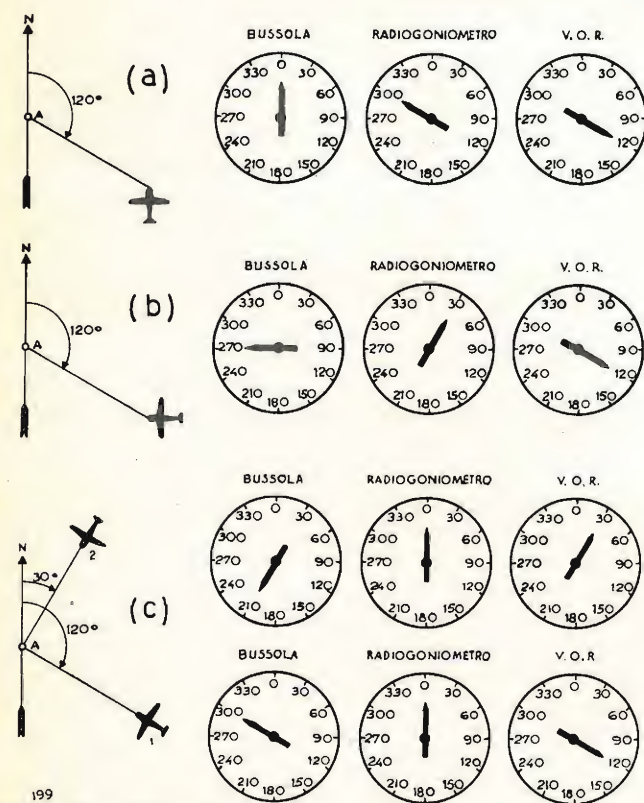
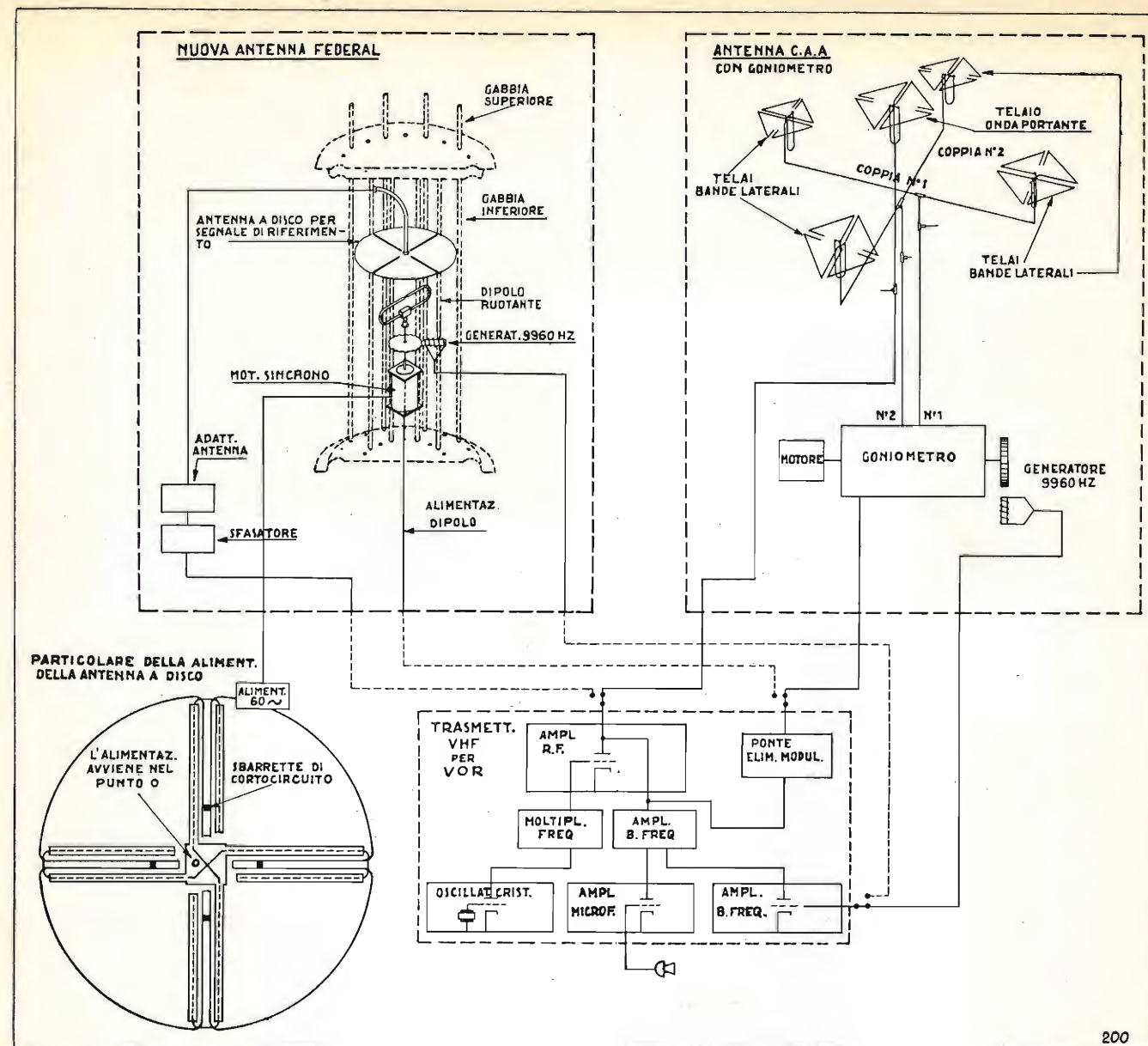



Fig. 2. — Schema di principio del radiofaro omnidirezionale chiamato VOR con antenna Federal (a sinistra) e con antenna C.A.A. (a destra).

fornisce bande laterali a 30 Hz con fase ritardata di 90°.

I quattro telai alimentati dal goniometro nel modo come sopra indicato generano nello spazio all'intorno del VOR un diagramma di irradiazione costituito da due figure ad 8 ortogonali tra di loro.

Le due figure ad 8 sono nello spazio e nel tempo in quadratura tra di loro e possono essere considerate come una sola figura ad 8 (fig. 3) con un lato positivo ed un lato negativo che ruota con una velocità di 30 periodi al 1'', cioè produce nello spazio una modulazione di ampiezza della portante principale trasmessa dal telaio centrale. Questa energia quando viene rivelata dal ricevitore di bordo dà luogo ad un segnale denominato « segnale con fase variabile ». Invece il segnale ricevuto sulla portante modulata dalla sottoportante dà luogo al segnale denominato « segnale con fase di riferimento ».

La fase del « segnale con fase variabile » dipende dalla posizione del velivolo nello spazio rispetto alla posizione del VOR: il paragone della fase di detto segnale con la fase del « segnale di riferimento » dà al pilota l'indicazione angolare della sua posizione.

È stabilito che quando la differenza di fase dei due segnali è zero, il velivolo si trova sulla retta passante per il VOR e diretta verso il Nord.

Disposizione dei telai nell'antenna C.A.A.

È stato sperimentato che per frequenze dell'ordine di 100 MHz la polarizzazione orizzontale dei telai è quella che dà luogo ad un minimo di errori di indicazioni di rotta: detti errori sono dovuti ad effetti di riflessione degli alberi, edifici, fili, superficie del suolo, ecc.

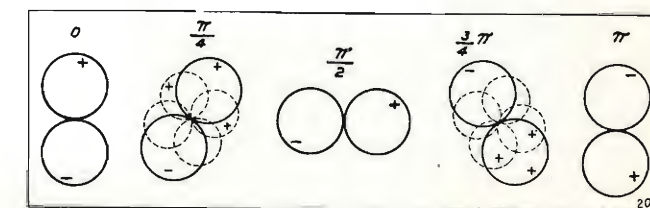



Fig. 3. — L'irradiazione dei cinque telai dell'antenna dà origine ad un campo complessivo avente un diagramma di direttività del tipo ad « 8 » ruotante.

L'intensità di campo elettrico E_C in vicinanza del velivolo dovuto alle 5 antenne è la risultante del campo prodotto da ciascun paio di telai E_{B_1} ed E_{B_2} (posti in diagonale) e dal telaio centrale E_C. Tale campo sarà cioè:

$$E_T = E_C + E_{B_1} + E_{B_2} =$$

$$= \frac{-K}{R} e^{-jGR} \operatorname{sen} \Theta I_A \operatorname{sen}(GH \cos \Theta)\,[1 - M \cos(\omega_1 t - B)]$$

Questa equazione è una espressione di una portante modulata in ampiezza con frequenza $f_1 = \omega_1/2\pi$ (f_1 = 30 Hz con fase variabile, rispetto a quella del «segnale di riferimento», al variare della posizione azimutale del velivolo). Il significato delle altre lettere è:

K = costante dipendente dalle unità impiegate;
R = distanza del velivolo dal VOR;
G = $2\pi/\lambda$ essendo λ la lunghezza d'onda;
Θ e Φ sono rispettivamente gli angoli zenitali e azimutali che il velivolo fa col VOR;
I_A = corrente efficace massima nel telaio centrale;
I_B = corrente efficace massima in ciascun telaio delle bande laterali.

$$[1] \qquad M = \frac{I_B \operatorname{sen}(Gb \cos \Theta)}{I_A \operatorname{sen}(GH \cos \Theta)} \times$$

$$\times \sqrt{\operatorname{sen}^2 (GS \cos \Phi \operatorname{sen} \Theta) + \operatorname{sen}^2 (GS \operatorname{sen} \Phi \operatorname{sen} \Theta)}$$

$$[2] \qquad B = \operatorname{arc\,tang} \frac{\operatorname{sen}(GS \operatorname{sen} \Phi \operatorname{sen} \Theta)}{\operatorname{sen}(GS \cos \Phi \operatorname{sen} \Theta)}$$

b = distanza dei quattro telai dal contrappeso;
S = distanza del centro di ciascun telaio dal centro del sistema;
H = distanza del telaio centrale dal contrappeso.

Se GS tende a zero risulta: $B = \Phi$.

La cosa più caratteristica di questa onda modulata in ampiezza è l'angolo di fase B della frequenza di modulazione che varia con Φ (Φ è l'angolo azimutale della posizione geografica del velivolo). Per piccoli valori di GS la misura della fase dell'angolo dà la misura diretta dell'angolo azimutale.

Può essere interessante conoscere le dimensioni e la distanza dei telai fra di loro:

— distanza tra i telai di una stessa coppia di telai delle bande laterali: 78 cm;

— telai delle bande laterali collocati 120 cm sopra il contrappeso;

— antenna della portante sopportata da un piedestallo di 160 cm sopra il contrappeso;

— distanza tra antenne adiacenti (bande laterali) 8 cm.

La banda di frequenza di funzionamento è: 112 - 118 MHz. Il diagramma di irradiazione del telaio centrale è praticamente circolare con variazioni massime del 7,4% a 112 MHz a 1,2% a 116 MHz.

L'alimentazione dei 5 telai è fatta come in figura 2 ed è realizzata mediante cavi coassiali con dielettrico solido; essendo ciascun telaio un circuito bilanciato ed essendo invece la linea di alimentazione sbilanciata è necessario fare l'apposito adattamento. Ciò viene ottenuto utilizzando uno spezzone di cavo coassiale di lunghezza corrispondente a 180° elettrici in modo da ottenere un rovesciamento di fase.

I telai in diagonale sono collegati con cavi coassiali di lunghezza corrispondente a 360° elettrici ed eccitati 180° fuori fase; lo spostamento di 180° è ottenuto invertendo le connessioni in uno dei due telai.

Un paio di telai (bande laterali) è alimentato dal circuito n. 1 del goniometro, l'altro paio dal circuito n. 2.

È importante che i carichi presentati alle linee di alimentazione dei telai delle bande laterali siano il più possibile eguali fra loro, altrimenti la distribuzione del campo irradiato sarà una figura ad 8 deformata, ciò che darà luogo ad errori quadrantali.

La figura 5 mostra l'andamento del campo nel piano verticale. Le misure furono fatte mentre il velivolo si allontanava dalla stazione e comprende anche la direttività dell'antenna a V del ricevitore del velivolo.

I lobi per piccoli valori di θ (angoli zenitali — velivolo quasi in verticale del VOR [1]) sono indipendenti dall'altezza del contrappeso dal terreno perchè l'energia è riflessa dal contrappeso anzichè dal terreno. Invece i lobi per grandi valori di θ (velivolo quasi sull'orizzonte [1]) sono dipendenti dall'altezza del contrappeso perchè per questi angoli solo una piccola parte dell'energia è riflessa dal contrappeso, mentre considerevoli riflessioni avvengono dal terreno.

Goniometro e generatore della sottoportante.

Il goniometro ha lo scopo di generare le bande laterali relative alla frequenza di modulazione f_1. Esso è composto da un condensatore variabile doppio le cui piastre sono sagomate in modo che le rispettive capacità, durante la rotazione, variano angolarmente secondo funzioni sinusoidali. Le correnti da essi ricavate sono sfasate tra loro di 90°. La velocità di rotazione è di 1800 giri al minuto primo cosicchè risulta $f_1 = 1800/60 = 30$ Hz.

Il goniometro riceve tensione a radiofrequenza dal trasmettitore VHF come indicato in figura 2 e produce due tensioni a RF che hanno una ampiezza proporzionale al seno o al coseno dell'angolo di rotazione del goniometro a seconda se trattasi del circuito uscente n. 1 o n. 2.

La figura 4 rappresenta schematicamente il circuito completo del goniometro ed indica anche il modo

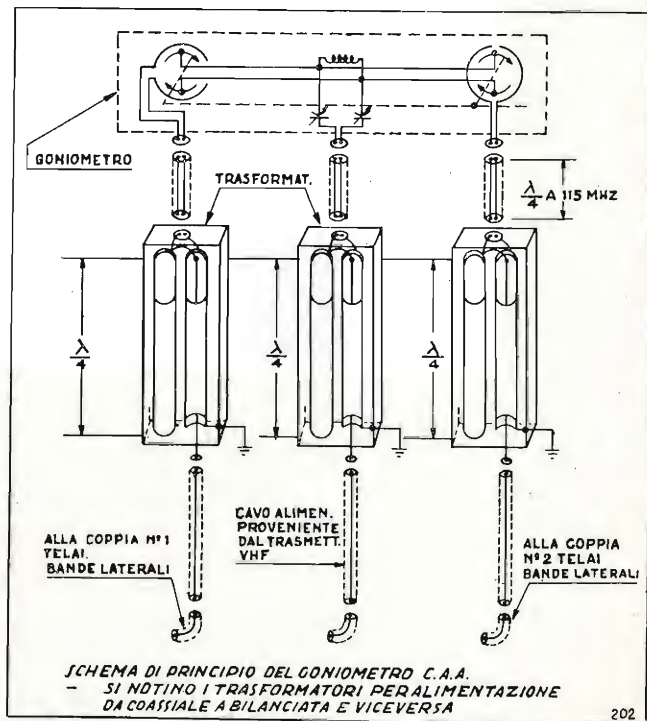



Fig. 4. — Rappresentazione schematica del circuito completo del goniometro.

(1) Per $\Theta = 0°$ il velivolo trovasi sulla verticale del VOR; per $\Theta = 90°$ il velivolo trovasi all'orizzonte.

per adattare l'entrata e le due uscite a RF che sono fatte con cavo coassiale ai circuiti del goniometro che sono tutti di tipo bilanciato.

L'impedenza di entrata del goniometro è di 40 ÷ 60 ohm di carico resistivo e — 10 a + 10 ohm di carico reattivo sulla banda di funzionamento di 112-118 MHz (115 MHz è la frequenza di risonanza). La potenza immessa nel goniometro è di 100 W.

La forma d'onda si può ritenere sinusoidale con un massimo del 5% di armoniche.

Il generatore della sottoportante a 9,96 kHz, la quale a sua volta è modulata in frequenza a 30 Hz, è studiato in modo da soddisfare alla seguente equazione:

$$E = E_0 \operatorname{sen}(2\pi f_0 t + m \operatorname{sen} 2\pi f_1 t)$$

dove:

E_0 = ampiezza (costante) della tensione;
f_0 = frequenza della portante (9,96 kHz);
f_1 = frequenza della modulazione (30 Hz);
m = indice di modulazione.

Il generatore della sottoportante è costituito da una ruota dentata che gira in un campo magnetico, facendone variare il flusso. Accoppiato al circuito magnetico vi è un avvolgimento che viene collegato al modulatore del trasmettitore. Il numero dei denti della ruota è 332 e la velocità di rotazione è, come si sa, 1800 giri al 1′ da cui:

$$f_0 = \frac{332 \times 1800}{60''} = 9960 \text{ Hz}.$$

Per ottenere la modulazione di frequenza a 30 Hz il passo tra i denti è variabile. In un giro completo della ruota si compie un ciclo completo della modulazione di frequenza a 30 periodi.

Il profilo dei denti della ruota per semplicità costruttiva non è quello ideale e perciò dà luogo ad armoniche, le quali però in pratica vengono filtrate.

Vi è la possibilità di poter correggere (± 10°) con la massima accuratezza la fase del segnale di riferimento emesso che, come è noto, deve essere paragonato alla fase del segnale variabile. Tale correzione viene fatta facendo ruotare la struttura che contiene la bobina sulla quale viene indotta la tensione della fase di riferimento.

L'indice di modulazione della MF a 30 Hz è nell'impianto descritto:

$$\Delta f_0/f_1 = 16 .$$

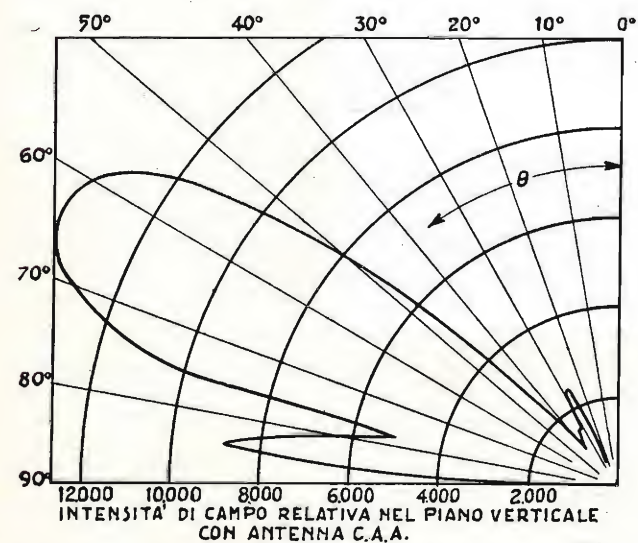



Fig. 5. — Diagramma di direttività del campo nel piano verticale.

4. Antenna trasmittente Federal per VOR.

Allo scopo di ridurre al minimo gli errori azimutali è necessario di sopprimere il più possibile tutte le irradiazioni che non siano polarizzate nel piano orizzontale ed installare il sistema di antenna in modo tale che il diagramma di irradiazione nel piano verticale non presenti valori nulli.

Una ulteriore esigenza per il VOR è che il cono di confusione o area di debole segnale al disopra del VOR abbia l'angolo più limitato possibile. Questo è un particolare importante per i velivoli che volano ad alta quota in vicinanza dell'aeroporto.

La Federal ha recentemente sviluppato un nuovo tipo di antenna trasmittente che ha i seguenti vantaggi:

1) soppressione in altissimo grado dei segnali polarizzati verticalmente;

2) cono di confusione ± 10° (nell'antenna a telai tipo CAA il cono di confusione ha un valore medio di ± 40°);

3) vi è un solo elemento usato nell'antenna per produrre il segnale di fase variabile con l'azimut;

4) facilità di installazione e messa a punto;

5) nessuna operazione critica per la sintonia;

6) non occorre l'impiego del goniometro che è fonte di inconvenienti;

7) modeste dimensioni e minor costo.

Principio di funzionamento.

Una struttura simile ad una gabbia cilindrica, funzionante sul principio delle guide d'onda, racchiude nell'interno un dipolo orizzontale ruotante ed un «telaio virtuale» pure orizzontale.

Il dipolo produce un diagramma «otto» nel piano orizzontale mentre il telaio dà luogo ad un diagramma di irradiazione circolare; ci troviamo perciò nelle analoghe condizioni di irradiazione come nella antenna a 5 telai prima descritta.

Il dipolo ruota alla velocità di 1800 giri al minuto e di conseguenza anche qui vengono generate le bande laterali, mentre il telaio virtuale genera la portante.

La struttura a gabbia serve a numerosi scopi. Essa permette la conservazione del diagramma ad 8 e di quello circolare prodotti rispettivamente dal dipolo e dal telaio virtuale e nello stesso tempo serve come dispositivo per la trasformazione di impedenza del circuito del dipolo. Data la particolare costruzione della gabbia si può ottenere una elevatissima soppressione del campo polarizzato verticalmente prodotto dalla rotazione del dipolo.

La polarizzazione verticale del diagramma di campo prodotto dal telaio virtuale non ha luogo per il fatto che le linee di campo elettriche sono concentriche ed hanno per centro la gabbia. È stato trovato che le componenti di polarizzazione verticale che vengono originate dentro la gabbia dal dipolo sono effettivamente eliminate dalla presenza delle sbarre verticali della gabbia ma però in assenza della struttura superiore della gabbia componenti potrebbero propagarsi per diffrazione sulla sommità e sul fondo della gabbia quando è eccitata dal dipolo.

L'aggiunta della struttura superiore fu trovata essere efficacissima per ridurre la polarizzazione non desiderata: in figura 2 non è rappresentata la parte superiore della gabbia, visibile invece nella successiva fotografia.

Vista esterna di una stazione VOR (Lorenz).

Il dipolo usato è di lunghezza così corta che la sua efficienza risulterebbe insufficiente se la sua resistenza di irradiazione non fosse aumentata dall'accoppiamento mutuo tra il dipolo stesso e il telaio virtuale. A causa dell'azione della gabbia circostante il dipolo agisce come una sonda in una guida d'onda e nella banda di frequenza di lavoro ($112 \div 118$ MHz) l'impedenza è trasformata ad un valore di 50 ohm.

Il progetto di un elemento che possa produrre un diagramma circolare è reso complicato dall'accoppiamento mutuo tra questo elemento ed il dipolo; tuttavia un sistema conosciuto come « telaio virtuale » è stato sviluppato con eccellente risultato.

Questo « telaio virtuale » (vedere particolare di fig. 2) consiste di una piastra metallica circolare con quattro fessure radiali come se si dividesse il disco in quattro quadrati uguali. Esso è alimentato da un cavo coassiale nel punto 0. Di qui, attraverso le quattro fessure è portata la tensione in fase ai quattro quadranti. Questo tipo di telaio può essere considerato come costituito da un numero infinito di telai concentrici tutti eccitati dalle quattro fessure radiali.

Le correnti mutue indotte nel telaio dal dipolo ruotante vengono cortocircuitate dalla giunzione centrale delle quattro linee di alimentazione del telaio, così nessuna mutua induzione si verifica nel circuito di alimentazione a radiofrequenza.

Dettagli di costruzione.

L'antenna consiste esternamente di una gabbia cilindrica costituita da bacchette metalliche tenute insieme da tre dischi metallici (in figura 2 non si vede il terzo disco). La gabbia è alta 3 m ed ha un diametro di 66 cm.

Nell'interno della gabbia sopra descritta vi è un'altra gabbia più corta che a sua volta contiene il dipolo ripiegato: la porzione superiore della gabbia (tra i due dischi superiori, che nella figura 2 non è rappresentata) è chiamata gabbia superiore e serve a sopprimere le componenti polarizzate verticalmente ancora esistenti.

La gabbia inferiore (che è invece rappresentata in figura 2) è l'antenna propriamente detta e consiste di due gabbie coassiali. Queste sono formate da due serie di 20 bacchette metalliche ciascuna tenute insieme da due dischi metallici grandi e da un altro disco di dimensioni inferiori che costituisce il cielo della gabbia interna.

Il disco metallico situato sul fondo della gabbia è comune alla gabbia interna ed esterna e serve di base al sistema. Il disco più piccolo è il « telaio virtuale » e sopra di questo, come è già stato accennato, vi è il disco più grande che è anche il disco centrale dei tre dischi che tengono insieme la gabbia esterna.

La posizione più opportuna di questi due dischi (quello piccolo e quello più grande centrale) deve essere determinato sperimentalmente per adattare l'impedenza del dipolo alla linea di alimentazione che ha 50 ohm.

Il dipolo ruotante è del tipo ripiegato onde permettere l'adattamento dell'alimentazione sbilanciata al circuito bilanciato: il dipolo ha una lunghezza di 25 cm circa e ruota con la velocità di 1800 giri al minuto.

La ruota per il tono di riferimento per la generazione dei 9960 Hz è montata sullo stesso asse di rotazione del dipolo onde avere il perfetto sincronismo.

L'antenna per l'irradiazione circolare dell'onda portante (telaio virtuale) consiste, come è stato accennato prima, di un disco metallico con quattro fessure radiali che dividono il disco stesso in quattro parti uguali.

L'alimentazione del « telaio virtuale » è effettuata mediante cavo coassiale nel centro del disco stesso (vedere « particolare della alimentazione » in figura 2). Dalla scatola centrale di alimentazione (punto 0) l'alimentazione si dirama nelle quattro direzioni e mediante speciali trasformatori, da coassiale a circuito bilanciato, l'alimentazione termina alla periferia del disco in corrispondenza delle quattro fessure. La lunghezza elettrica delle fessure è regolata per mezzo di sbarrette di cortocircuito, in modo da ottenere dalla « antenna virtuale » una perfetta irradiazione circolare.

Come è stato già accennato precedentemente l'antenna in questione serve a due scopi: il primo è quello di produrre una irradiazione polarizzata orizzontalmente ed il secondo scopo è quello di costituire un carico risonante per il dipolo in modo da compensare la reattanza di quest'ultimo che risulta capacitiva in seguito alle sue piccole dimensioni.

5. Principali cause di errore nei VOR.

Si desidera mettere in particolare rilievo che la principale caratteristica dell'antenna Federal che è stata testè descritta in alcuni importanti particolari è quella di emettere solo onde polarizzate orizzontalmente: l'importanza di tale fatto apparirà chiarissima dopo di avere esposto le principali cause di errore nei VOR che sono:

1) irradiazione dei segnali polarizzati verticalmente;

2) errori di « sito » del VOR.

In generale i segnali polarizzati verticalmente pervengono al velivolo con una fase differente (90°) da quella dei corrispondenti segnali polarizzati orizzontalmente: è chiaro che tale fatto, per il principio teorico di funzionamento del VOR, che è basato sul

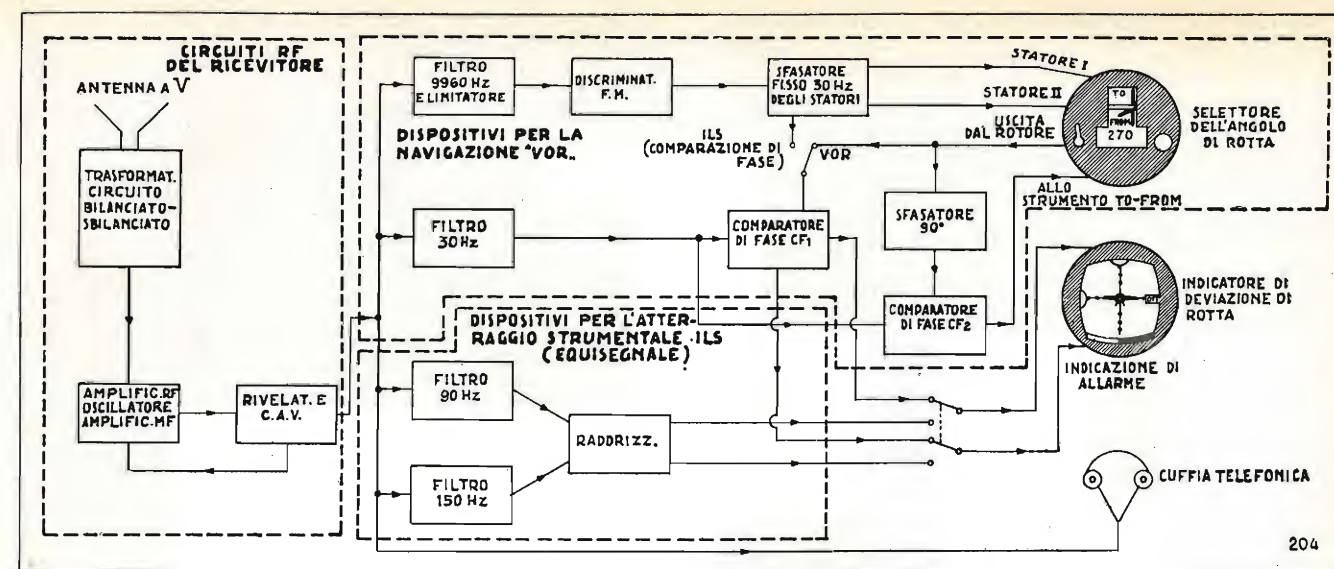



Fig. 6. — Schema di principio del ricevitore di navigazione del VOR.

paragone delle fasi, può portare a notevoli errori di rilevamento.

È da tener presente che il velivolo, anche se dotato di antenna per la ricezione essenzialmente delle onde polarizzate orizzontalmente, tuttavia, può ricevere anche le onde polarizzate verticalmente quando il velivolo stesso assume determinati assetti di volo (virate, salite, discese).

Gli errori di « sito » sono dovuti alle onde riflesse dagli ostacoli (edifici, hangar, alberi, colline, ecc.) situati nelle vicinanze del VOR.

Quando vi sono tali riflessioni, il velivolo riceve sia i segnali direttamente, che quelli riflessi dagli ostacoli: questi ultimi giungeranno naturalmente in ritardo di fase e sono fonte di errori di rilevamento.

Gli errori stessi sono naturalmente in dipendenza dell'intensità dei segnali riflessi, ma la gravità degli errori sarà aumentata se le onde riflesse hanno componenti polarizzate *verticalmente* perchè in tale caso si aggiunge l'errore dovuto alla differenza di fase tra onde polarizzate orizzontalmente e verticalmente [2].

Allo scopo di non avere errori apprezzabili dovuti al « sito » è necessario per 450 m intorno al VOR che il terreno sia piano e libero da alberi od ostacoli e che gli ostacoli situati a maggior distanza siano visti dalla antenna sotto un angolo inferiore a $1^{\circ 1}/_{2}$. In queste condizioni è possibile ottenere una precisione di rilevamento azimutale di $\pm 2^{\circ}$.

6. Ricevitore di navigazione.

Non abbiamo qui l'intenzione di dare una descrizione del ricevitore di bordo per ricevere i segnali del VOR, ma ci limiteremo a dare le seguenti principali informazioni riferendoci allo schema della figura 6.

Il ricevitore di navigazione è il ricevitore di bordo che lavora nella banda di frequenza $108{,}1 \div 136$ MHz ed ha la funzione di fornire al pilota tutte le indicazioni necessarie alla navigazione. Nello schema della figura 6 sono indicati infatti i dispositivi seguenti:

a) dispositivi per la ricezione dei segnali provenienti dai VOR;

b) dispositivi per la ricezione dei segnali provenienti dal localizzatore di pista, quando il pilota intenda atterrare con volo strumentale (sistema ad equisegnale);

c) dispositivi per la ricezione dei segnali come al punto *b*), ma con il sistema a comparazione di fase.

Ora che abbiamo esaminato i vari servizi nel loro assieme, diamo qualche cenno ai *Dispositivi per la ricezione dei segnali provenienti dal VOR di cui alla lettera* a).

L'antenna del velivolo, come abbiamo ben precisato all'inizio della memoria, capta i seguenti segnali:

1) onda portante RF nella banda 112-118 MHz modulata dalle:

2) sub-portante a 9960 kHz che modula in ampiezza la portante suddetta: la sub-portante è a sua volta modulata in frequenza a 30 Hz (fase di riferimento);

3) bande laterali a 30 Hz (fase variabile secondo la posizione geografica del velivolo).

Per rendere operanti le informazioni stesse il ricevitore di navigazione, come chiaramente visibile nello schema, provvede alle seguenti funzioni:

a) amplificazione RF, MF e rivelazione di tutti i segnali;

b) filtraggio della frequenza 9960 Hz e successiva rivelazione della frequenza 30 Hz mediante discriminatore MF. Si ha così disponibile la frequenza di 30 Hz come fase di riferimento (meridiano passante per il VOR);

c) filtraggio per i 30 Hz della fase variabile che paragonata con quella di riferimento fornisce l'informazione dell'angolo azimutale di rilevamento.

Selettore dell'angolo di rotta.

Al selettore dell'angolo di rotta viene assegnato l'angolo di rotta che il velivolo deve seguire e la funzione del dispositivo stesso è quella di fare sì che l'indicatore di rotta dia l'indicazione al pilota quando il velivolo si sposta dalla rotta prefissata.

Il principio di funzionamento è il seguente: anzichè effettuare la misura della differenza di fase tra la frequenza di riferimento e quella della frequenza con

[2] Nella riflessione di onde VHF - UHF le componenti polarizzate orizzontalmente subiscono una rotazione di fase da 0° a 8° al variare dell'angolo d'incidenza da 0° a 50°; invece le componenti polarizzate verticalmente, a parità di altre condizioni, subiscono una rotazione di fase da 0° a circa 180°.

fase variabile si procede a spostare la fase della frequenza di riferimento di un angolo corrispondente esattamente a quello dell'angolo di rotta che il velivolo deve seguire; ciò fatto basterà che il pilota mantenga l'indicatore di deviazione di rotta nella posizione di equilibrio (posizione centrale).

In queste condizioni la frequenza di riferimento uscente dal selettore di rotta, opportunamente spostata di fase, viene inviata nel comparatore di fase CF1 che provvede a paragonarla con la frequenza a fase variabile proveniente dal filtro 30 Hz. Se l'indicatore di deviazione di rotta rimane in equilibrio, vuol dire che le fasi delle due frequenze 30 Hz coincidono.

Lo strumento del selettore dell'angolo di rotta è poi fornito di un importante dispositivo che dà automaticamente l'indicazione al pilota se il velivolo vola verso il VOR o si allontana dal VOR.

Questa informazione è assai importante perchè, come è noto, l'indicatore di deviazione di rotta, resterà in equilibrio per due valori angolari: per l'angolo di rotta corretto e per l'angolo stesso $+ 180^o$.

Questo è precisamente il caso quando il velivolo vola verso il VOR con angolo corretto, passa sopra il VOR e poi prosegue la stessa rotta.

L'indicatore di bordo, dopo un breve periodo di incertezze nel passaggio sopra la stazione (cono di confusione) si stabilizza nella identica posizione di prima, mentre il velivolo effettivamente in questo momento vola con un angolo di rotta (VOR) che è quello di prima $+ 180^o$.

Per togliere quindi al pilota questa ambiguità lo strumento, appena il velivolo avrà sorpassato il VOR, darà l'indicazione FROM (cioè allontanamento dal VOR), mentre prima indicava TO.

Per ottenere questa indicazione viene prelevata la tensione uscente dal « selettore dell'angolo di rotta » e dopo averla sfasata di 90^o la stessa viene messa a confronto per mezzo del comparatore di fase CF2 con la fase variabile della frequenza di 30 Hz.

L'aver modificato di 90^o la fase della frequenza uscente dal selettore dell'angolo di rotta, provoca lo squilibrio nel comparatore di fase CF2 e lo strumento dell'indicazione di senso andrà in fondo scala dalla parte TO se il velivolo si dirige verso il VOR o si abbatterà dalla parte FROM appena il velivolo avrà sorpassato il VOR, cioè si allontanerà da questo (v. App. 2).

7. Misuratore di distanza per la navigazione aerea DME.

Il misuratore di distanza DME costituisce un importante aiuto alla radionavigazione: esso provvede infatti a dare al pilota del velivolo la semplice indicazione della distanza del suo aeroplano dall'aeroporto da lui scelto.

Il velivolo non ha bisogno di antenne ruotanti e solo una antenna fissa avente un diagramma di irradiazione circolare e direttiva sul piano orizzontale.

Il funzionamento può avvenire solo quando la linea ottica congiungente il velivolo con l'aeroporto è completamente libera; la portata normale massima è di 100 miglia nautici (185 chilometri) con una precisione di circa $\pm 3\%$. Normalmente si fanno letture con un errore di ± 200 m.

Il principio di funzionamento del misuratore di distanza DME è basato sul noto sistema dell'« Interrogatore - Risponditore » e cioè dal velivolo vengono lanciate serie di impulsi che vengono ricevute dal

Equipaggiamento di bordo DME per la misura della distanza (realizzazione L.C.T.-Consociata F.A.C.E.).

risponditore dell'aeroporto che a sua volta restituisce gli impulsi stessi con differente lunghezza d'onda che il velivolo riceve.

Nella apparecchiatura di bordo viene, come si vedrà in seguito, misurato automaticamente il tempo impiegato tra l'emissione di ciascun impulso e la ricezione della relativa risposta a bordo.

Appositi circuiti convertono la differenza di tempo misurata in indicazioni visive della distanza del velivolo dall'aeroporto che il pilota ha prescelto.

Il risponditore non dà la risposta immediatamente, ma ciò viene fatto con un ritardo prestabilito di 115 microsecondi di cui è tenuto conto nella taratura degli strumenti di bordo di tutti i velivoli.

Affinchè molti velivoli situati nel raggio di azione dello stesso risponditore possano fruire contemporaneamente dello stesso servizio, le cose sono fatte in modo che il risponditore dell'aeroporto è in grado di rispondere contemporaneamente sino a 50 velivoli interroganti con un servizio di alta qualità. È opportuno chiarire che questo servizio è fatto su una stessa coppia di canali (uno di interrogazione ed uno di risposta) e cioè con due sole frequenze di servizio.

Il sistema DME è studiato in modo da soddisfare ai seguenti principali requisiti:

1) economia nella utilizzazione dello spettro delle frequenze disponibili.

Il numero delle coppie di canali RF occupate sono solo 10 ed occupano le seguenti due bande di frequenze:

Freq. di interrog.: 963,5-986 MHz (10 frequenze distanziate fra loro di 2,5 MHz);

Freq. di risposta: 1188,5-1211 MHz (come sopra);

2) la separazione di 2,5 MHz tra i canali è sufficiente per evitare le interferenze tra due canali adiacenti. Nell'apparato Federal vi è poi uno speciale rivelatore che rende efficace la soppressione del canale adiacente qualora questo dovesse interferire;

3) ciascun risponditore deve essere in grado di servire il maggior numero possibile di velivoli senza che si verifichino interferenze tra di loro.

La capacità normale del risponditore è, come è già stato detto, di 50 velivoli. Ciò può essere facilmente ottenibile per il fatto che l'alta stabilità della frequenza dell'interrogatore e risponditore permettono di ridurre il numero totale degli impulsi come si vedrà meglio in seguito;

4) la misura della distanza deve essere effettuata impiegando sul velivolo la minor potenza possibile. Ciò è ottenuto con una potenza assorbita totale dell'apparecchiatura di bordo di 350 W. Il trasmettitore con il predetto consumo emette la potenza di cresta di 2 kW;

5) portata massima 370 km purchè sia realizzata la visione diretta, con una precisione di misura dell'ordine di ± 200 m;

6) possibilità di realizzare 100 canali onde ottenere collegamenti con 100 aeroporti differenti semprechè venga soddisfatta la condizione di cui al punto precedente nei riguardi della portata massima e della visibilità. La realizzazione di questi 100 canali è resa possibile mediante le combinazioni delle frequenze impiegate di cui al punto 1) e della codificazione di impulsi emessi dall'interrogatore di bordo e delle relative risposte del risponditore.

Di questo argomento verrà trattato con qualche dettaglio più avanti;

7) frequenze di ripetizione degli impulsi dell'interrogatore:

— 150 al 1'' durante la fase di ricerca;

— 30 al 1'' durante la fase di misura e cioè quando l'interrogatore è « agganciato » al risponditore;

8) l'antenna dell'interrogatore, in posizione normale di volo, emette onde polarizzate verticalmente su mezza onda;

9) sensibilità del ricevitore di bordo e del ricevitore del risponditore: il livello minimo di funzionamento è -112 dB sotto 1 watt (20 μV);

10) l'identificazione del VOR - DME di un aeroporto è effettuato per mezzo dell'emissione di impulsi aggiuntivi a quelli emessi per la identificazione del canale di lavoro;

11) controllo automatico di funzionamento. Il risponditore sospende l'emissione delle risposte quando si verificano le seguenti condizioni:

— ritardo del risponditore superiore al 10% del valore assegnato;

— riduzione di almeno 3 dB della potenza di emissione;

— codificazione degli impulsi emessi non corrispondenti a quelli assegnati al risponditore stesso.

Descrizione dell'interrogatore (DME di bordo).

Il DME di bordo contiene un oscillatore con 10 frequenze controllate a quarzo, montate in un tamburo ruotante: le 10 frequenze sono egualmente distribuite nella banda $963{,}5 \div 986$ MHz e possono essere scelte a piacere facendo ruotare il tamburo stesso. L'oscillatore a cristallo è seguito da una catena di moltiplicatori-amplificatori sino ad ottenere una frequenza tale che miscelandosi con una piccola porzione dell'energia emessa dall'oscillatore a cavità del trasmettitore dà luogo ad una frequenza intermedia di circa 60 MHz. La stabilità della frequenza emessa dall'oscillatore a cavità è ottenuta mediante l'azione di un servomotore sulla cavità medesima. Il servomotore è azionato da un discriminatore centrato sulla frequenza intermedia di 60 MHz ottenuta nel modo sopraindicato.

Come è noto questo è il sistema per ottenere alte stabilità da oscillatori a cavità che non possono essere controllate direttamente a quarzo. Anche il ricevitore ha un oscillatore controllato a quarzo seguito da moltiplicatori sino ad ottenere una frequenza tale che miscelata con quella in arrivo dal risponditore (DME di terra) dà luogo ad una frequenza intermedia di circa 63 MHz.

L'amplificatore a frequenza intermedia suddetto ha una banda passante di 5 MHz per permettere la ricezione degli impulsi emessi dal risponditore di terra. All'uscita di tale amplificatore vi è un doppio discriminatore il quale ha lo scopo di eliminare l'eventuale interferenza prodotta da trasmissioni sul canale adiacente.

Il discriminatore funziona in modo che gli impulsi ricevuti, che dànno luogo ad uno spettro di frequenza simmetrico, producono alla uscita segnali positivi, mentre gli spettri asimmetrici, che sono quelli prodotti da trasmissioni del canale adiacente, producono segnali negativi. I segnali negativi vengono annullati da successivi circuiti: il sistema permette la soppressione del segnale non desiderato con un rapporto di 100 dB.

Metodo per ottenere 100 canali.

Più sopra è stato accennato che i canali di lavoro sono 100 (e precisamente 100 per l'interrogazione e 100 per la risposta): è stato anche precisato che le frequenze di lavoro sono solo 10 (10 per l'interrogazione e 10 per la risposta).

Dato quindi il limitato numero di frequenze a disposizione per ottenere un elevato numero di canali si ricorre all'impiego delle combinazioni delle frequenze con la diversa durata di tempo tra gli impulsi trasmessi: per la risposta le frequenze come già detto saranno differenti, ma anche differenti le durate degli intervalli tra gli impulsi trasmessi.

La tabella sottoriportata indica i valori degli intervalli corrispondenti ai codici A, B, C, D, ecc.

Tabella n. 1.

Codice	Intervallo tra due impulsi nell'interrogaz.	Intervallo tra due impulsi nella risposta
A	14 μs	77 μs
B	21 »	70 »
C	28 »	63 »
D	35 »	56 »
E	42 »	49 »
F	49 »	42 »
G	56 »	35 »
H	63 »	28 »
I	70 »	21 »
J	77 »	14 »

La tabella sottoriportata stabilisce i 100 canali di lavoro, ottenuti dalla combinazione delle 10 coppie di frequenze e dalle 10 lettere di codice:

Tabella n. 2.

Freq. di risposta	Frequenze di interrogazione (MHz)									
	963,5	966	968,5	971	973,5	976	978,5	981	983,5	986
1188,5	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J
1191,0	D	E	F	G	H	I	J	A	B	C
1193,5	G	H	I	J	A	B	C	D	E	F
1196,0	J	A	B	C	D	E	F	G	H	I
1198,5	C	D	E	F	G	H	I	J	A	B
1201,0	F	G	H	I	J	A	B	C	D	E
1203,5	I	J	A	B	C	D	E	F	G	H
1206,0	B	C	D	E	F	G	H	I	J	A
1208,5	E	F	G	H	I	J	A	B	C	D
1211,0	H	I	J	A	B	C	D	E	F	G

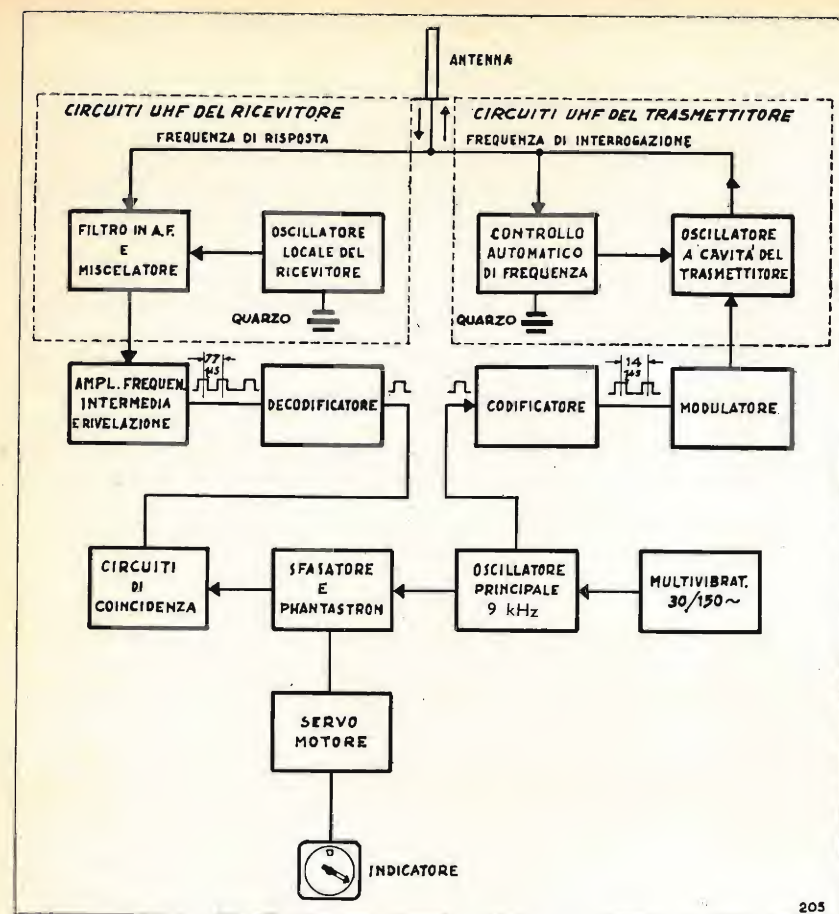



Fig. 7. — Schema di principio del ricevitore-trasmettitore di bordo per la determinazione della distanza tra il velivolo e la stazione prescelta.

Il trasmettitore del DME di bordo trasmette una serie di coppie di impulsi con la frequenza di 150 periodi al 1″ durante la ricerca della distanza e con la frequenza di 30 periodi ad avvenuto agganciamento. L'intervallo tra gli impulsi è quello indicato nella tabella n. 1 su riportata a seconda del codice impiegato. Naturalmente il risponditore emetterà coppie di impulsi con intervalli aventi una durata come indicato in tabella.

Facciamo ora un esempio pratico per maggior chiarimento: supponiamo che il velivolo stia avvicinandosi all'aeroporto di New York il quale è dotato di un risponditore che funziona sul canale avente le seguenti caratteristiche:

Frequenza di ricezione: 963,5 MHz codice A.

Ciò vuol dire che tutti i velivoli che si avvicinano a New York devono interrogare con la frequenza 963,5 MHz e con il codice A e cioè con emissioni di coppie di impulsi con intervallo tra i due impulsi di 14 μs.

La risposta del risponditore di New York sarà effettuata su frequenza 1188,5 con emissioni di coppie di impulsi con intervallo tra i due impulsi di 77 μs.

Metodo per la misura della distanza.

Per comprendere il principio di funzionamento del sistema di misura della distanza occorre tenere sottocchio lo schema a blocchi del DME di bordo (fig. 7). Dallo stesso si nota anzitutto il trasmettitore con oscillatore a cavità e relativo dispositivo per il controllo automatico della frequenza con oscillatore a quarzo.

Vi è poi un secondo generatore di notevole stabilità di frequenza di circa 9 kHz, la cui stabilità è fattore fondamentale per l'esattezza della misura della distanza.

L'emissione degli impulsi, come già precedentemente accennato, avviene con la frequenza di 150 periodi al 1″ e a 30 periodi al 1″. Gli impulsi, opportunamente codificati, interrogano il ricevitore del risponditore il quale a sua volta risponderà su di un'altra frequenza e con emissioni di impulsi intervallati secondo le convenzioni stabilite e che prima abbiamo ampiamente precisato.

Il ricevitore di bordo del DME dopo avere convertito la frequenza in arrivo in frequenza intermedia e successivamente rivelata manda il segnale al discriminatore dei segnali il quale farà passare solo quegli impulsi il cui codice corrisponde a quello stabilito per la comunicazione con quel risponditore.

A questo punto viene presa in esame la parte più interessante dell'apparecchiatura che è il dispositivo per fare ritardare gli impulsi generati dall'interrogatore sino ad ottenere che gli impulsi stessi coincidano con gli impulsi ricevuti dal risponditore.

Il servomotore indicato nello schema provvede, mediante un opportuno sfasatore, a far sì che la frequenza generata nell'oscillatore a 9 kHz venga spostata di fase, inviando la stessa nella direzione del circuito di coincidenza (non verso il trasmettitore, il quale continuerà sempre ad emettere impulsi con la stessa fase) sino a che si ottiene la sovrapposizione degli impulsi generati localmente con gli impulsi ricevuti dal risponditore.

È da tener presente che lo spostamento di fase di un ciclo della frequenza a 9 kHz corrisponde all'incirca ad una distanza di 15 km; quindi se il velivolo trovasi a 150 km dall'aeroporto lo spostamento di fase della frequenza sarà di 10 cicli.

L'albero dello sfasatore che è comandato dal servomotore è connesso meccanicamente allo strumento che dà l'indicazione visiva della distanza misurata. Se il velivolo si allontana o si avvicina all'aeroporto lo sfasatore aumenterà o diminuirà il ritardo.

Collegato sullo stesso asse dello sfasatore vi è un potenziometro variabile che fa parte di un circuito a ritardo (PHANTASTRON) che ha la funzione di selezionare fra gli impulsi generati localmente, ritardati, quello che coincide con l'impulso ricevuto dal risponditore.

Metodo per la codificazione e decodificazione degli impulsi.

Abbiamo visto che la codificazione del DME di interrogazione è realizzata con l'emissione di coppie di impulsi ciascuno di essi intervallato di un determinato numero di microsecondi.

Questo intervallo deve essere assai preciso e costante nel tempo: esso viene realizzato mediante linee

a ritardo a magnetostrizione. Queste linee sono costituite da un nastro o tubo di materiale avente le proprietà della magnetostrizione (il nichel è assai efficiente per questo scopo): a ciascuna estremità del nastro vi è avvolta una bobina.

Un impulso di corrente applicata ad una di queste bobine produce una contrazione nella porzione di nastro che collega le due bobine: questa contrazione si propaga lungo il nastro alla velocità di 4760 m/s, causando una variazione di permeabilità in ciascuna sezione del nastro. La conseguente variazione di flusso che si origina nella bobina all'altra estremità produce una tensione che viene ad essere ritardata rispetto alla tensione applicata. Il ritardo che ne deriva dipende dalla velocità di propagazione dell'effetto della magnetostrizione nel nastro. Il ritardo è approssimativamente di 5,38 microsecondi per ogni pollice di distanza tra le due bobine.

Anche per la decodificazione vengono usate le stesse linee a ritardo unitamente ad uno o più tubi termoionici di coincidenza. Il principio è assai semplice: su di una griglia vengono inviati i due impulsi ricevuti che sono intervallati per esempio di 14 μs; sulla seconda griglia dello stesso tubo vengono inviati i suddetti due impulsi, ma però facendoli passare attraverso una linea a ritardo tarata per 14 μs. È chiaro allora che il primo dei due impulsi non produrrà nel tubo a coincidenza nessun effetto, ma il secondo coinciderà con il primo degli impulsi ritardato ed allora il tubo farà passare l'impulso.

Precisione nella misura della distanza.

La precisione di misura dipende dai seguenti fattori:

1) accuratezza nella misura dell'intervallo di tempo e conversione di questa misura nell'indicazione della distanza;

2) accuratezza del ritardo artificiale introdotto nel risponditore;

3) propagazione;

4) accuratezza con la quale le indicazioni possono essere lette sul velivolo;

5) altezza del velivolo.

La causa degli errori di misura in funzione della distanza dimostra che l'errore massimo è dell'ordine di 400 m. L'errore suindicato si riferisce al solo equipaggiamento di bordo, cioè risponde al punto 1).

L'accuratezza del ritardo artificiale realizzato con linea a ritardo del tipo a magnetostrizione è assai soddisfacente perchè varia in modo insignificante con il variare della temperatura e della tensione.

Gli errori dovuti alla propagazione sono strascurabili. La lettura della distanza sullo strumento di bordo può essere fatta con la precisione di 150 m, ritenuta sufficiente per lo scopo.

L'errore dovuto all'altezza del velivolo diventa trascurabile di mano a mano che il velivolo si allontana dal risponditore: infatti è da tener presente che per un velivolo che voli a 3000 metri di altezza sopra il risponditore, il DME di bordo darà l'indicazione di 3 km, mentre in realtà la distanza planimetrica è assai inferiore.

Portata del DME.

La portata del DME dipende da numerosi fattori dei quali i principali sono:

1) potenza del trasmettitore;

2) sensibilità del ricevitore;

3) guadagno dell'antenna;

4) diagramma di irradiazione (dal velivolo e da terra).

La portata teorica potrebbe essere di 600 miglia, ma in tale caso non viene tenuto conto di due importanti fattori:

1) valori nulli del diagramma di irradiazione dell'antenna del trasmettitore del risponditore, valori nulli che sono dovuti alle interferenze tra l'energia diretta e l'energia riflessa dal suolo;

2) zone d'ombra dell'antenna trasmittente del velivolo dovuto alle particolari posizioni di volo dell'aeroplano.

Il diagramma di irradiazione nel piano verticale di un DME di terra presenta numerosi lobi e relativi nulli: il diagramma stesso non tiene naturalmente conto delle particolari posizioni del velivolo che possono peggiorare le condizioni del servizio.

Comunque si può affermare che in un raggio di 100 miglia, con piena visibilità ottica, il servizio può essere assicurato anche in corrispondenza dei più profondi nulli.

Per quanto riguarda invece le fluttuazioni del segnale dovute alle evoluzioni del velivolo il problema delle attenuazioni di campo è notevole: a titolo di esempio possiamo informare che per un giro normale di 360° del velivolo con una inclinazione di 15° circa la variazione del segnale al ricevitore può essere anche di 25 dB.

8. Riassunto delle caratteristiche generali degli equipaggiamenti per il volo a coordinate polari (RHO-TETA).

Radiofaro omnidirezionale VOR.

— Portata massima: 100 miglia marini con visibilità diretta e per angoli di sito inferiori a 40°.

— Potenza utile in antenna: 250 W.

— Precisione di rilevamento: ± 2°.

— Banda di frequenze radio di lavoro: 112-118 MHz (1 canale ogni 100 kHz).

— Polarizzazione dell'emissione: orizzontale.

— Modulazione dei segnali per la navigazione:

Sottoportante a 9960 Hz per il segnale di riferimento (modulazione in ampiezza con percentuale 28 ÷ 32%);

Segnale variabile a 30 Hz (percentuale modulazione 28 ÷ 32%);

Il segnale a 30 Hz che modula in frequenza la sottoportante a 9960 Hz ha un indice di modulazione di 16;

Tolleranza sulle frequenze di modulazione ± 1%.

— Modulazione telefonica: la portante può essere modulata per comunicazioni telefoniche con la percentuale massima del 30% nella banda 300 ÷ 3000 Hz.

— Modulazione di identità: la portante è modulata al 10% da un segnale telegrafico indicante il nominativo della stazione.

— Controllo automatico di funzionamento: detto controllo serve ad interrompere il servizio quando si verifica:

a) un errore di rilevamento superiore a quello prescritto (regolabile tra 1° e 3°);

b) variazione della intensità di campo, sia della fase di riferimento, sia della fase variabile, superiore a quella prescritta (regolabile tra 5% e 30%).

MISURATORE DI DISTANZA DME.

— Portata massima media ammissibile: 200 miglia marini con visibilità diretta.

— Precisione di misura della distanza: la migliore dei due seguenti valori: ± 900 metri, oppure ± 3% della distanza. Comunemente si eseguono letture con errore ± 200 m.

— Banda di frequenze radio di lavoro:
10 frequenze per l'interrogazione nella banda 963,5-986 MHz, intervallate di 2,5 MHz;
10 frequenze per la risposta nella banda 1188,5-1211 MHz, intervallate di 2,5 MHz.

— Possibilità di realizzare 100 canali doppi, mediante la combinazione delle 10 frequenze e 10 sistemi di codificazione degli impulsi.

— Durata di ciascun impulso: 2,5 microsecondi.

Caratteristiche principali dell'interrogatore.

— Stabilità di frequenza dell'emissione: ± 200 Hz.

— Frequenza (media) di ripetizione degli impulsi: 150 per secondo durante la fase di ricerche; 30 per secondo ad agganciamento avvenuto.

— Potenza di cresta dell'emissione: 2 kW.

— Antenna: mezza onda con polarizzazione verticale in normale assetto di volo del velivolo.

— Sensibilità del ricevitore: livello minimo per il funzionamento — 112 dB sotto 1 W (20 μV).

Caratteristiche principali del risponditore.

— Sensibilità del ricevitore: livello minimo per il funzionamento — 120 dB sotto 1 W (8 μV).

— Potenza di cresta dell'emissione: per il carico massimo (capacità di 50 velivoli interroganti a caso) la potenza è di 4 kW.

— Identificazione: è effettuata mediante l'emissione di un terzo impulso situato 10,5 microsecondi dopo il secondo impulso del codice.

— Controllo automatico di funzionamento provvede ad interrompere la emissione dei segnali quando si verifica uno dei seguenti casi:

a) ritardo del risponditore superiore del 10% al valore stabilito;

b) diminuzione di 3 dB della potenza dell'emissione;

c) emissione di impulsi non corrispondenti al codice stabilito per quel risponditore;

d) variazione delle frequenze del trasmettitore o del ricevitore oltre i limiti consentiti dal controllo automatico di frequenza.

— Antenna: irradiazione orizzontale: omnidirezionale ± 2 dB; irradiazione verticale: guadagno 6 dB rispetto ad un dipolo che irradi principalmente nel piano orizzontale. È realizzata mediante 9 elementi di antenna disco-cono che hanno il pregio, oltre di dare un diagramma di irradiazione delle caratteristiche succitate, di permettere il funzionamento su di una larga banda senza dover fare aggiustamenti di impedenza.

APPENDICE N. 1

RADIONAVIGAZIONE IPERBOLICA. SISTEMA « DECCA » A MISURAZIONE DI FASE.

Impiega onde lunghe (dell'ordine di 3000 m) emesse da due posti distanti circa 100 km.

Una base comprende di massima 3 o 4 posti emittenti, uno padrone P, al centro e due o tre schiavi S, esterni, disposti in modo da dar luogo a due o tre famiglie di iperboli incrociantesi ad angolo conveniente nella regione di lavoro.

Vengono emesse tre o quattro onde continue, non modulate, aventi lunghezze d'onde in semplici rapporti numerici; per es.:

padrone:	85 kHz		
schiava :	113,3	kHz	4/3
» :	127,5	»	3/2
» :	106,25	»	5/4

A bordo del velivolo vi sono tre o quattro ricevitori sintonizzati sulle rispettive frequenze e dopo opportuna moltiplicazione le frequenze delle stazioni di una stessa base vengono ridotte uguali e poi paragonate mediante fasometro.

Il Decca non è stato utilizzato per la navigazione aerea: sono stati costruiti un migliaio di ricevitori, ma tutti installati su navi.

Esiste attualmente una catena Decca in Inghilterra ed una catena nello Jutland che coprono il Mare del Nord e le acque vicine. Due altre catene sono in montaggio.

La precisione di misura dipende dall'angolo sotto il quale due iperboli si incontrano; più questo angolo si avvicina all'angolo retto, migliore è la precisione.

Nel sistema Decca, come in tutti i sistemi ad onde medie e lunghe, bisogna distinguere la portata diurna da quella notturna. La notte limita la portata utile a 300 ÷ 400 km a causa delle riflessioni, mentre durante il giorno la portata stessa può raggiungere facilmente i 1000 km.

Per quanto riguarda la precisione del Decca le notizie sono:

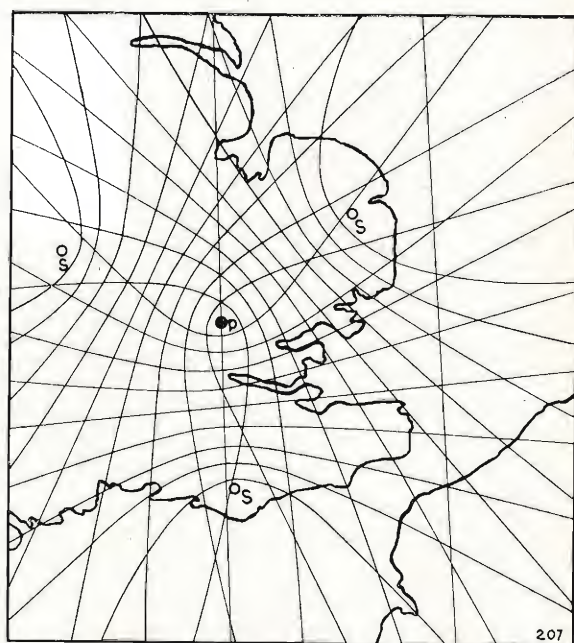
a) di giorno e di notte ad una distanza di 250 km il 50% delle letture possono dare una precisione di 0°,02;

b) di giorno non essendovi riflessioni la stessa precisione può essere ottenuta sino a 500 km;

c) di notte a 300 ÷ 400 km l'errore non supera 1°,5.

Se esiste la sola onda superficiale la precisione del sistema iperbolico supera il VOR e sorpassa anche quanto richiede « Radio Technical Commission for Aeronautics » (± 100 m a 100 km).

Però per l'aviazione civile non sembra sia necessaria una precisione così spinta come quella richiesta da RTCA.

Studiando però la copertura di una regione con una catena Decca, si dovrà tenere conto unicamente della portata notturna, perchè durante la cattiva stagione l'onda superficiale si propaga solo per qualche ora al giorno (verso mezzogiorno) e quindi la precisione è dell'ordine di quella del VOR.

Catena di stazioni per volo iperbolico.

Per facilitare la navigazione il Decca prevede una versione migliorata che richiede i seguenti equipaggiamenti ausiliari:

1) *Tracciatore di rotta* che permette di riportare facilmente su una carta la posizione indicata dagli strumenti (indicatori delle iperboli).

2) *Registratore di volo*. È un tracciatore di rotta migliorata: traccia direttamente su una carta speciale in coordinate rettangolari la rotta seguita dal velivolo (le iperboli di una famiglia sono portate in ordinata e le iperboli di un'altra famiglia sono portate sulle ascisse). La carta utilizzata è speciale perchè è necessario trovare un sistema di proiezione tale che le iperboli delle due famiglie si taglino sempre ad angolo retto. Ciò comporta ad avere una carta con grandi distorsioni specialmente alle grandi distanze che non possono quindi essere utilizzate per il volo a vista.

3) *Controllo di rotta* come l'indicatore di rotta del VOR così questo strumento avverte il pilota della deviazione dalla sua rotta e gli dà l'indicazione della distanza che lo separa dalla sua destinazione.

Però questi automatismi pesano e sono ingombranti. Un complesso Decca con il Registratore di volo pesa 55 kg contro 38 kg del VOR/DME (il DME solo pesa 20 kg).

Mentre le apparecchiature Decca di bordo non possono servire ad altri scopi il ricevitore del VOR serve anche per il localizzatore dell'ILS (atterraggio strumentale del velivolo senza visibilità) e per le comunicazioni, quindi solo una frazione dei 18 kg deve attribuirsi al VOR.

Vi è poi per il Decca il problema gravissimo della disponibilità delle frequenze.

APPENDICE N. 2

METODO PER LA COMPARAZIONE DELLE FASI NELLA RADIONAVIGAZIONE A COORDINATE POLARI.

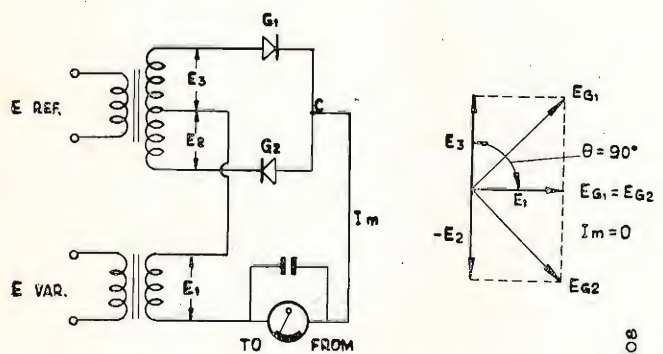
Il metodo indicato in figura è uno dei sistemi usati nei ricevitori di navigazione: come si vede la comparazione di fase avviene a c. c. la qual cosa è un gran vantaggio.

Le tensioni indicate nello schema rappresentano:

E_{REF} = tensione alternativa relativa alla « fase di riferimento » (nord passante per il VOR);

E_{VAR} = tensione alternativa relativa alla « fase variabile » (sito);

E_{G_1} = tensione c. c. ottenuta dalla composizione dei due vettori $E_1 + E_3$;

E_{G_2} = tensione c. c. ottenuta dalla composizione dei due vettori $E_1 - E_2$.

Schema per l'eliminazione dell'ambiguità di direzione e diagramma vettoriale relativo.

Come risulta dalla figura 6 la tensione alternativa E_{REF} uscente dal rotore del selettore di rotta subisce appositamente uno sfasamento di 90° e perciò in figura i due vettori E_3 - E_2 risultano spostati di 90° rispetto al vettore E_1.

Dall'esame dello schema e del diagramma vettoriale si deduce che la corrente I_m cambia segno quando θ passa da valori inferiori a maggiori di 90° (e di 270°). Questa è una cosa assai importante perchè dà la possibilità di fornire l'indicazione del senso quando il velivolo passa sopra il VOR. Infatti se il velivolo si avvicina al VOR senza effettuare nessuna deviazione dalla rotta stabilita dal « selettore di rotta » lo strumento indicatore di deviazione di rotta resterà in equilibrio: lo strumento stesso resterà anche in equilibrio se l'angolo di rotta diverrà $E_{VAR} + 180°$ cioè $E_1 + 180°$ (sorpasso del VOR) ma il selettore di rotta continuerà sempre ad indicare lo stesso angolo di prima (corrispondente ad E_1) e quindi indicazione errata.

Per eliminare tale ambiguità si procede come sopradetto a sfasare di 90° la frequenza di riferimento E_{REF}. Evidentemente il risultato sarà che l'indice dello strumento (TO-FROM) si sposterà in fondo scala da una parte (indicazione TO). Appena il velivolo avrà sorpassato il VOR, dato che l'angolo di rotta è divenuto $E_1 + 180°$ avremo che la corrente nello strumento si invertirà e l'indice segnerà FROM.

APPENDICE N. 3

CAPACITÀ DI RISPOSTA DEL « RISPONDITORE ».

Può essere interessante sapere quale probabilità hanno i velivoli interroganti di ottenere la risposta dal risponditore dato che i velivoli interroganti un dato aeroporto operano sulla stessa lunghezza d'onda e con l'identico codice.

Facendo un semplice calcolo di probabilità tenendo conto della durata di ciascun impulso e della relativa sequenza di trasmissione dell'interrogatore, le probabilità sfavorevoli che gli impulsi trasmessi da un velivolo coincidano con quelli emessi da un altro dei 50 velivoli interroganti lo stesso aeroporto è di 1/105.

La situazione non sembrerebbe a prima vista molto favorevole, sebbene ancora accettabile, ma due fattori giocano a favore di un assai soddisfacente servizio. Questi due fattori sono:

1) La stabilità dell'oscillatore, che determina la sequenza degli impulsi emessi dall'interrogatore (30 Hz nella ricerca e 150 Hz durante la misura della distanza), è appositamente non elevata, cioè dell'ordine di 1/500 il che significa che in brevissimo tempo la frequenza di 150 Hz può spostarsi di ± 0,3 Hz e ciò vuol dire che la variazione ± 0,3 Hz corrisponde nella sequenza degli impulsi ad una variazione di fase (anticipo o ritardo) di ± 7 μs.

Poichè la larghezza dell'impulso, come è stato detto in un altro punto della memoria, è di 2,5 μs è facile vedere come sia probabile che l'eventuale sovrapposizione degli impulsi di due velivoli interroganti possa rapidamente eliminarsi.

2) L'apparecchiatura di misura possiede una notevole inerzia, di modo che l'eventuale mancanza di risposta dal risponditore, dovuta alla sovrapposizione degli impulsi, non provoca nell'interrogatore alcun inconveniente notevole.

BIBLIOGRAFIA

1 - BORDEN R. C.: *C. C. Trout and E. C. Williams*. UHF DME - Civil Aeronautics Administration.

2 - HURLEY H. C.: *S. R. Anderson and H. F. Keary*. CAA VHF Omnirange - Civil Aeronautics Administration.

3 - L. M. T.-L. C. T.: *Systeme de navigation azimut distance*.

4 - SANDRETTO P. C.: *RHO-THETA System of Air Navigation*.

5 - SEMENTINI A.: *Navigazione aerea a breve raggio con omnirange VHF*.

6 - SACCO L.: *Applicazioni aeronautiche. Radionavigazione iperbolica*.

CIRCUITI INCONSUETI PER OCCHI MAGICI

Dott. Ing. MARIO GILARDINI

SOMMARIO - Si descrivono alcuni circuiti per l'utilizzazione degli indicatori di sintonia ad occhio magico. Essi permettono di ottenere una indicazione efficiente sia con segnali deboli, sia con segnali forti. Alcuni di essi permettono inoltre di utilizzare una maggiore larghezza del settore in ombra, e di rendere pertanto più visibile l'indicazione. Viene infine mostrato come l'indicatore di sintonia possa essere utilizzato senza inconvenienti anche in apparecchi provvisti di regolazione automatica di sensibilità amplificata.

1. Introduzione.

Il circuito normale di un indicatore catodico di sintonia (cosiddetto *occhio magico*) è ben noto. Invece meno noto è forse il fatto che l'occhio magico può funzionare anche in condizioni diverse, con la possibilità di risultati sotto qualche aspetto migliori. Si esporranno nel seguito alcune di queste possibilità, pur senza la pretesa di esaurire l'argomento.

2. Estensione contemporanea della gamma di regolazione dell'occhio magico e dell'angolo di apertura del settore d'ombra.

Il principale inconveniente presentato dal tubo 6E5 è quello di avere una caratteristica assai ristretta, cosicchè, nell'inserzione usuale, il settore d'ombra si chiude completamente già per segnali di media intensità, onde l'indicazione diventa inefficiente per segnali più intensi. L'inconveniente era stato notoriamente evitato con tubi a caratteristica esponenziale (tipo EFM1 o WE 18), che tuttavia sono attualmente quasi introvabili.

La figura 1 mostra un circuito che permette di evitare l'inconveniente per via puramente elettrica, usando ancora un tubo tipo 6E5 o analogo. Secondo questo circuito, il triodo della 6E5 non viene utilizzato, e la tensione di comando dei deflettori è prelevata dalla griglia schermo dell'amplificatore a F.I. Il catodo è portato ad una tensione positiva che, in assenza di segnale, deve essere almeno uguale a quella dei deflettori, e preferibilmente superiore ad essa di 10 ÷ 20 Volt. Il comando avviene per il fatto che, quando il segnale aumenta di intensità e fa intervenire la R.A.S. (Regolazione Automatica di Sensibilità) la tensione della griglia schermo aumenta, ciò

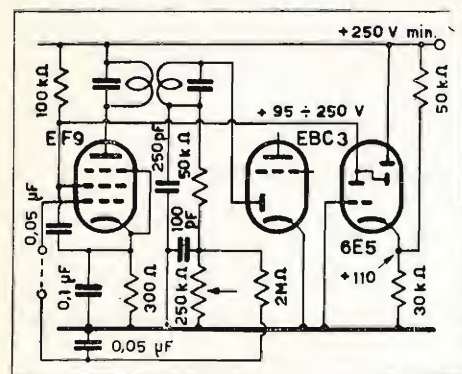



Fig. 1. — Circuito che permette l'estensione contemporanea della gamma di regolazione dell'occhio magico e dell'angolo di apertura del settore d'ombra.

che provoca un restringimento del settore in ombra dell'occhio magico.

La maggiore o minore progressività del comando dipende dalle caratteristiche del pentodo per F.I.

Le caratteristiche dell'EF9 e della 6BA6 appaiono le più adatte tra quelle dei tubi correnti. Altro tubo adatto sarebbe la 6SG7, ma si tratta di un tubo poco diffuso. Poco adatte sono la 6SK7 e la 6K7, che hanno una tensione di interdizione troppo elevata; però anche questi pentodi si possono usare con l'accorgimento che verrà illustrato tra poco.

Si noti che l'EF9 deve preferibilmente ricevere una R.A.S. senza tensione di soglia, onde migliorare l'indicazione per i segnali deboli.

L'interesse maggiore del circuito sta però nel fatto che la massima apertura del settore in ombra (in assenza di segnale) può essere notevolmente superiore ai consueti 90°, e può giungere ai 140°; ciò che aumenta sensibilmente il campo (e perciò la visibilità) dell'indicazione. Tale aumento della massima apertura si deve al fatto che i deflettori possono diventare negativi rispetto al catodo, cosa impossibile nel circuito normale.

Se però la tensione negativa è troppo elevata, i bordi della zona d'ombra si incurvano e si sfrangiano; ciò pone un limite, del resto non critico, al valore di tale tensione negativa, dell'ordine ad esempio di 10 ÷ 15 Volt.

Con questo circuito, l'indicazione di sintonia è buona anche per segnali forti: essa può essere paragonata a quella che si otteneva, come si è accennato, con la EFM1.

3. Estensione della sola gamma di regolazione.

Il circuito rappresentato nella figura 2 non aumenta sensibilmente l'ampiezza massima del settore in ombra, ma permette di estendere il campo di regolazione. Il triodo dell'occhio magico viene bensì usato, ma il suo resistore di placca (1 MΩ) viene collegato alla griglia schermo dell'amplificatrice a F.I. e non alla sorgente di tensione anodica, come d'uso.

Con questo artificio, la regolazione in corrispondenza dei segnali deboli avviene prevalentemente per mezzo del triodo della 6E5; per segnali forti invece, il triodo risulta interdetto, ma la regolazione continua ad avvenire per effetto della variazione della tensione di griglia schermo, dovuta all'intervento della R.A.S.

Se il pentodo amplificatore a F.I. è uno dei tipi americani 6SK7 o 6K7, e se la tensione di griglia

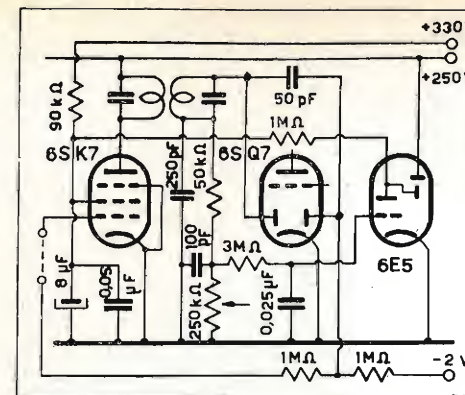



Fig. 2. — Circuito che permette l'estensione della gamma di regolazione dell'occhio magico.

schermo è prelevata, mediante resistore di caduta, da una sorgente a soli 250 V, accade che applicando la R.A.S. detta tensione di griglia-schermo sale troppo lentamente; perciò, anche coi segnali più forti, l'occhio magico rimane lontano dalla completa chiusura. Se non si possono impiegare altri tubi per F.I. (EF9 - 6SG7 - 6NK7) (¹) si può aumentare la sensibilità derivando la tensione di griglia-schermo dal 1° elettrolitico dove (con altoparlante elettrodinamico eccitato in serie) la tensione supera 300 V. Il resistore di caduta deve essere allora aumentato, e talora può essere necessario collegare un condensatore elettrolitico tra la griglia-schermo e la massa, onde eliminare le componenti alternative, che darebbero un ronzìo di modulazione. Questo accorgimento è pure indicato nella figura 2.

4. Impiego dell'indicatore di sintonia con R.A.S. amplificata.

Un ultimo accorgimento per gli occhi magici è schematicamente rappresentato nella figura 3; esso riguarda il caso di apparecchi con R.A.S. amplificata.

In tali apparecchi, se la tensione di comando per l'occhio magico è prelevata dal diodo rivelatore, si ha indicazione solo per i segnali deboli, per i quali la R.A.S. non interviene: infatti la R.A.S. amplificata mantiene la tensione rivelata praticamente

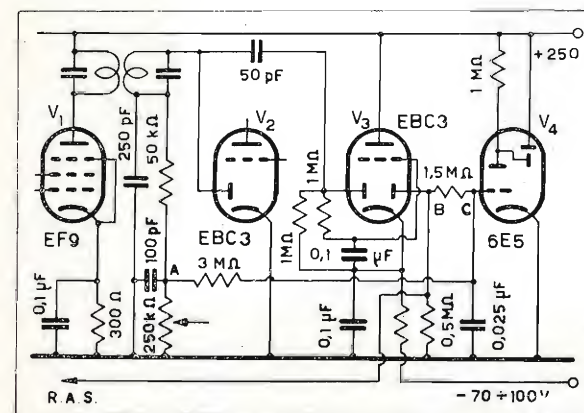



Fig. 3. — Circuito che consente un corretto funzionamento dell'occhio magico anche in presenza di R.A.S. amplificata.

(¹) Possono essere impiegate anche valvole che non amplificano a F.I., purchè comandate da una R.A.S. senza tensione di soglia. Ad esempio la ECH4 e la 6TE8 hanno caratteristiche di griglia schermo che si prestano bene all'impiego in esame. Queste due convertitrici permettono di realizzare il circuito anche quando la loro griglia schermo e quella del pentodo a F.I. sono collegate in parallelo ed alimentate da un resistore di caduta unico. Ciò non vale invece per la 6A8 e la 6SA7, nelle quali la corrente di griglia schermo *aumenta* quando si aumenta la polarizzazione della griglia di comando, in quanto questa funziona almeno in parte come ripartitrice di corrente.

costante. Se la tensione di comando è prelevata dalla R.A.S., non si ha indicazione per i segnali deboli, perchè la R.A.S. amplificata *deve avere forzatamente una tensione di soglia*, cioè deve intervenire solo quando il segnale supera una determinata ampiezza.

Il circuito proposto realizza la possibilità di avere un'indicazione in tutti i casi. Si osserverà infatti che nel punto A del circuito compare la tensione negativa dovuta al diodo rivelatore (diodo del tubo V_2) mentre nel punto B compare la tensione della R.A.S. amplificata dal tubo V_3. La tensione di comando dell'occhio magico, che compare nel punto C, è funzione delle due precedenti, e risulta pertanto variabile tanto in corrispondenza di segnali deboli quanto in corrispondenza di segnali forti.

Si è considerato il caso in cui la tensione di R.A.S. amplificata venga ottenuta per mezzo di un circuito particolare, analogo a quello già descritto da G. Dilda (²). È tuttavia evidente che il procedimento si può applicare con qualunque altro circuito di amplificazione della R.A.S.

5. Conclusioni.

L'uso, secondo gli schemi usuali, dei tipi di occhio magico attualmente reperibili sul mercato, presenta alcuni inconvenienti. I particolari accorgimenti che sono stati illustrati permettono tuttavia di evitare tali inconvenienti, e di ottenere in ogni caso un funzionamento corretto ed efficiente.

(44)

(²) DILDA G.: *Circuito per la regolazione automatica amplificata della sensibilità.* « Elettronica », I, n. 1, gennaio 1946, p. 8.

L'INDUSTRIA ITALIANA DELLA RADIO

DOTT. ING. PIERO ANFOSSI
Presidente dell'Associazione Nazionale Industrie Elettrotecniche

Parlare oggi dell'industria italiana della radio significa prospettare una complessa situazione che investe molteplici aspetti: tecnici propriamente detti, tecnici-economico, economici e mercantili, finanziari, ed infine politici.

Cercheremo di accennare brevemente a questi vari aspetti, avendo riguardo a quanto può rivestire più vivo interesse per il vasto pubblico cui si rivolge questa rivista, che non è diretta esclusivamente ai tecnici della materia, e soprattutto al momento particolare in cui ci troviamo.

Si sono iniziate in questi giorni alla Fiera di Milano trasmissioni sperimentali di televisione, studiate principalmente per consentire alle industrie produttrici ed ai tecnici della RAI, di mettere a punto le proprie esperienze prima di fornire al pubblico un servizio continuativo, che affiancherà la funzione informativa e culturale della radio.

Possiamo dire che nonostante la limitata portata ed il carattere sperimentale, e nonostante che diverso tempo dovrà ancora passare prima che l'esperimento si traduca in fatto compiuto, l'iniziativa ha vivamente interessato il pubblico in ogni sua categoria.

Vi è un'aria di attesa e di impazienza che ci ricorda, forse per contrasto, il tempo, poco lontano negli anni, anche se lontanissimo negli avvenimenti, in cui ebbero luogo le prime trasmissioni radio: da quella stazione di Roma da 1,5 kW, antenna che il 6 di ottobre del 1924, fece sentire per la prima volta la sua voce, seguita pochi mesi dopo dalla stazione di Milano: e vi era intorno al nuovo esperimento aria di curiosità, ma anche di scetticismo, vi era l'entusiasmo di pochi, ma anche il disinteresse di tanti, dei più.

Chi non ricorda i primi radiodilettanti cimentarsi per serate intere intorno a complicatissimi scatolini di ebanite dagli innumerevoli bottoni e comandi, pronti a passare la cuffia all'amico o al parente in attesa appena le note dello *Scettico blues* si udivano più distintamente tra le scariche ed i disturbi?

Sono passati da allora 28 anni: ben poco rimane dello schema di quei primitivi apparecchi: la tecnica della radio, insieme alla tecnica elettronica in genere, ha compiuto passi da gigante, non solo per l'attività dei laboratori di ricerche e degli studiosi, ma anche e soprattutto perchè essa è stata appoggiata e sostenuta dal crescere e dall'affermarsi di una industria forte e tecnicamente preparata che ha sostituito quasi completamente l'artigianato produttore dei primi apparecchi messi in commercio in Italia.

Le tabelle statistiche sono noiose: basti qui il rapporto economico fra due cifre per dare una idea di ciò che ha significato il progressivo sviluppo e industriale e tecnico della radio: i 978.000 utenti che l'EIAR denunciava nel 1938, di fronte alla cifra quasi uguale a zero degli apparecchi in uso all'inizio delle radio trasmissioni, 14 anni prima.

Ma a questa cifra, che da sola può dire troppo poco, bisogna aggiungere che nello stesso anno la produzione di radioricevitori aveva raggiunto circa 200.000 apparecchi. È stato in questo periodo che si è formata l'industria della radio in Italia ed è stato in questo periodo che il mercato si è aperto al nuovo sorprendente prodotto dell'ingegno umano che da quel momento ha potuto entrare nella fase di costruzione in grande serie, con criteri industriali, uscendo dall'infanzia dell'artigianato.

È in questo periodo che forti organismi si sono sviluppati ed affermati raggiungendo autonomia costruttiva quasi completa, che numerose ditte si sono specializzate nella costruzione di parti staccate, affrancando l'industria italiana da ogni dipendenza dall'estero, così che possiamo affermare che fin da quell'epoca un apparecchio radio di qualità mediamente non inferiore ad altro similare prodotto in qualsiasi altro paese del mondo poteva essere costruito interamente in Italia.

Dobbiamo aprire qui una parentesi per avvertire che nell'orgoglio col quale affermiamo una autonomia costruttiva dell'industria radiotecnica italiana non vi è alcuna nostalgia autarchica: è una considerazione economica che ci fa ritenere più utile per l'industria e per il Paese un ciclo di lavorazione completo che partendo dalla materia prima giunga fino al prodotto finito; che ci fa ritenere più economica una organizzazione verticale della produzione nei confronti di cicli produttivi parziali; ed è anche, consentiteci, il legittimo orgoglio di chi, seguendo per decenni il diuturno lavoro di scienziati e di tecnici, ha visto risolvere problemi costruttivi di non lieve entità, ha visto raggiungere e superare i risultati di altri studiosi e di altri Paesi ben più ricchi e dotati del nostro.

Ma, chiusa la parentesi, vediamo ora il ben maggior significato che ha il rapporto fra quella cifra di 978.000 utenti del 1938, con i 3.682.000 denunciati dalla RAI alla fine del 1951: è un balzo in avanti colossale, se si pensa alla forzata interruzione degli anni di guerra ed alle difficoltà di approvvigionamento che hanno frenato la produzione nell'immediato dopoguerra, riducendo il periodo in esame a circa metà degli anni di calendario.

Per la precisione bisogna chiarire che nel 1938 la fase di grande sviluppo era già in atto (si pensi ai 200.000 apparecchi di produzione annua) e si protrasse per qualche anno ancora prima della interruzione bellica: ciononostante la ripresa decisamente ascendente del dopoguerra è egualmente evidente e notevole e ci consente di affermare che la radio in Italia è ormai divenuta strumento insostituibile della cultura e della informazione del grande pubblico, accessorio indispensabile di ogni casa, di ogni famiglia, di ogni comunità.

Possiamo oggi considerarci, dunque, sulla chiusura del secondo ciclo dello sviluppo dell'industria radiotecnica: negli anni futuri il suo incremento sarà affidato prevalentemente al miglioramento e perfezionamento dei programmi per renderli sempre più aderenti ai gusti del pubblico ed al loro continuo evolversi, al miglioramento tecnico-economico degli apparecchi (rapporto « qualità-costo »), e soprattutto al miglioramento del tenore di vita del popolo italiano la cui limitata capacità di acquisto si può considerare oggi l'ostacolo maggiore ad un incremento delle radio utenze.

Ci riannodiamo qui a quanto abbiamo detto iniziando questo scritto: la tecnica costruttiva degli apparecchi radio riceventi e trasmittenti, destinati al grande pubblico, ad usi speciali, scientifici o militari, ha raggiunto una posizione di equilibrio con il livello tecnico di molti altri Paesi del mondo: il progresso continua ed è affidato ai laboratori che i maggiori organismi industriali alimentano e sostengono ed alla attività degli scienziati e dei ricercatori: lo sforzo della ricerca è in gran parte affidato alla iniziativa delle ditte private dato che relativamente modesti sono in questo campo i contributi dello Stato.

Il contatto e lo scambio di informazioni, notizie, e studi compiuti in altri paesi dànno la certezza, unitamente alla fiducia nella intelligenza italiana, che la *nostra* industria radiotecnica potrà mantenere le sue posizioni.

Gli aspetti tecnico-economico ed economico-commerciale che abbiamo già accennato nelle loro grandi linee sono attualmente di primaria importanza proprio perchè l'evolversi del problema pone oggi in prima linea la necessità di stimolare il consumo di apparecchi radio, per raggiungere le percentuali di utenza in rapporto alla popolazione, che si hanno in altri Paesi, dalle quali l'Italia è ancora, nonostante l'enorme sviluppo degli ultimi anni, ben lontana.

La questione va vista anzitutto nei suoi termini più generali. Nel biennio 1950-52 noi abbiamo assistito in tutto il mondo ad un interessante fenomeno economico: alla fase iniziale di una inversione di tendenza. Finita la guerra la sete di prodotti, dovuta alla deformazione dei consumi inerente alla spesa bellica, ai razionamenti, alle limitazioni di produzione, ed anche a ragioni psicologiche di generale euforia, provocò una richiesta accentuata da parte del mercato, e quindi un notevole sviluppo delle produzioni industriali. Tutti ricordiamo come ci fu un periodo nell'immediato dopoguerra, in cui, qualunque cosa si producesse, veniva immediatamente assorbito.

In regime di piena produzione si protrasse quindi il fenomeno che era dovuto durante la guerra alla sottoproduzione, imposta a tutti i Paesi dallo sforzo bellico, durante il quale si ha una situazione di « mercato del venditore ». Il problema era eminentemente produrre, non vendere, e la produzione precedeva e determinava, entro certi limiti, la vendita. Questo fenomeno è di regola accompagnato da un andamento ascendente dei prezzi e dei salari, dalla tendenza del pubblico ad investire il più rapidamente possibile i redditi in beni e da tendenze al consumo immediato anche dei redditi futuri, cioè all'indebitamento.

Il fenomeno durò alcuni anni, e quando nel 1949-50 si ebbero le prime avvisaglie di una perdita di tono del mercato, e cioè affiorarono tendenze di flessione nei prezzi, di maggiore riflessività negli acquisti, intervenne la guerra di Corea a recare una improvvisa quanto passeggera ripresa del fenomeno: rialzo delle materie prime, conversione di produzioni di pace a produzioni belliche, spostamento di investimenti per sostenere lo sforzo finanziario del riarmo, cause tutte che provocarono una ripresa degli acquisti direttamente correlativa ad una ripresa ascendente dei prezzi.

Ma nel 1951 anche questo periodo di passeggera ripresa è finito ed abbiamo assistito invece alla prima fase di una trasformazione del mercato del venditore, in « mercato del compratore ».

Se non intervengono fatti esterni a modificare il normale svolgersi degli eventi, il fenomeno si completerà rapidamente e noi dovremo prevedere negli anni futuri, su tutti i mercati, una lotta più aspra e difficile per il collocamento dei prodotti: dovremo pensare al problema vendita come problema preminente e prevalente su quello produttivo.

Ci troveremo insomma nella fase preparatoria della crisi di sovrapproduzione: ciò dicendo sia ben chiaro che non intendiamo fare la previsione catastrofica di una crisi di questo genere: il pericolo è già stato visto, e tali sono gli strumenti a disposizione dell'economia moderna che riteniamo esso possa essere senza eccessive difficoltà evitato.

Ma sta di fatto che salvo alcuni settori industriali che risentono maggiormente del riarmo, gli altri si trovano tutti di fronte ad una maggiore difficoltà dei mercati; cresce la pressione concorrenziale, rallenta la velocità di circolazione della moneta, tendono alla flessione i prezzi mentre la caduta di domanda e quindi di produzione lascia rigidi i costi e come fenomeno complementare tende a crescere la liquidità bancaria, segno indubbio della perplessità del consumatore fra l'investimento in beni di uso o di consumo e l'attesa di consumi futuri.

Questo per grandissime linee è il fenomeno sul piano mondiale: va visto ora riportandolo sul piano italiano ed al solo settore della radio.

In Italia è da escludere che ci si avvicini ad una saturazione del mercato: anzitutto perchè la densità di radioricevitori in rapporto alla popolazione è molto inferiore a quella di altri Paesi: secondariamente perchè la vita media dell'apparecchio radio in Italia (si può calcolare sui 10-12 anni) è molto superiore alla vita media dei radio apparecchi in altri Paesi (negli Stati Uniti la si calcola circa 3 anni).

Ma alla maggiore diffusione dei radio apparecchi nel duplice senso del maggior numero e del più frequente ricambio con materiale più aggiornato e moderno, fa ostacolo il male cronico della nostra economia e vale a dire la limitata capacità di acquisto del mercato; male aggravato dal fenomeno tipico dei paesi ad economia povera e cioè propensione verso consumi voluttuari a scapito dei consumi di beni di uso, come appunto sono la radio e gli elettrodomestici.

È quindi una prospettiva di mercato difficile quella che si presenta alla industria della radio per l'anno in corso e per gli anni futuri: mercato difficile anche se non disgiunto da notevoli possibilità potenziali.

Ciò richiederà da parte di tutte le ditte del settore un notevole sforzo sul piano commerciale: una politica di aggressione del mercato che sfrutti tutte le possibilità della migliore tecnica pubblicitaria e della più perfetta organizzazione di vendita: lo studio continuo diretto a migliorare il rapporto qualità-prezzo degli apparecchi: lo studio approfondito del mercato e delle sue possibilità per non sprecare energia ed utilizzare al massimo la capacità di acquisto che esso presenta.

Non bisogna dimenticare che in questa via già da tempo si è posta l'industria radiotecnica la quale già dispone di mezzi per giungere capillarmente sugli acquirenti. Sono infatti circa diecimila i commercianti e rivenditori di radio ed ormai più che aumentarne il numero sarà forse necessario migliorarli qualitativamente, sia sotto l'aspetto tecnico (molti sono venditori di apparecchi ed accessori elettrici e non

sempre hanno nozioni specifiche approfondite nel ramo radio) sia sotto l'aspetto della tecnica di vendita.

Inoltre da tempo in base a studi di mercato si è potuto accertare quale è il tipo di apparecchio più gradito al pubblico e sono stati studiati appositi schemi per la produzione in grandi serie ed a basso prezzo. Si vedano gli apparecchi «SERIE ANIE» che corrispondono appunto al tipo corrente: 5 valvole, due o tre gamme d'onda, prezzo inferiore alle 29.000 lire. Circa il 65% degli apparecchi venduti ha queste caratteristiche!

Molto è stato fatto anche sotto l'aspetto finanziario stimolando le vendite rateali. Almeno il 90% degli apparecchi di tipo corrente viene venduto con rateazioni che vanno da 12 a 24 mesi: ciò comporta un onere finanziario per l'industria che assomma ad alcuni miliardi (è ben difficile un calcolo preciso) e su questo punto si può dire che lo studio del problema potrebbe consentire delle soluzioni bancarie ed assicurative meno gravose delle attuali.

Noi crediamo che la diagnosi di mercato difficile non debba preoccupare se uno sforzo concorde del Governo, della RAI e dell'industria sarà compiuto allo scopo di superare le difficoltà: mentre gravi pericoli si correrebbero se, pure essendoci lo sforzo da parte di tutti, esso fosse discorde e privo di coordinazione.

La radio è entrata ormai tra i bisogni essenziali del Paese; la sua funzione informativa e culturale non può essere posta in discussione; l'importanza economica del settore che ne produce gli apparecchi non può essere considerata da un punto di vista solo mercantile, ma rientra tra i servizi che è interesse generale del Paese migliorare ed incrementare.

L'INIZIO DELLE TRASMISSIONI SPERIMENTALI DI TELEVISIONE A MILANO

In occasione della Fiera Campionaria di Milano sono cominciate in quella città le trasmissioni sperimentali di televisione, mediante un impianto montato a tempo di primato dai tecnici della RAI. Gli apparati trasmittenti e di ripresa sono infatti arrivati dagli Stati Uniti solo venti giorni prima dell'inizio delle trasmissioni.

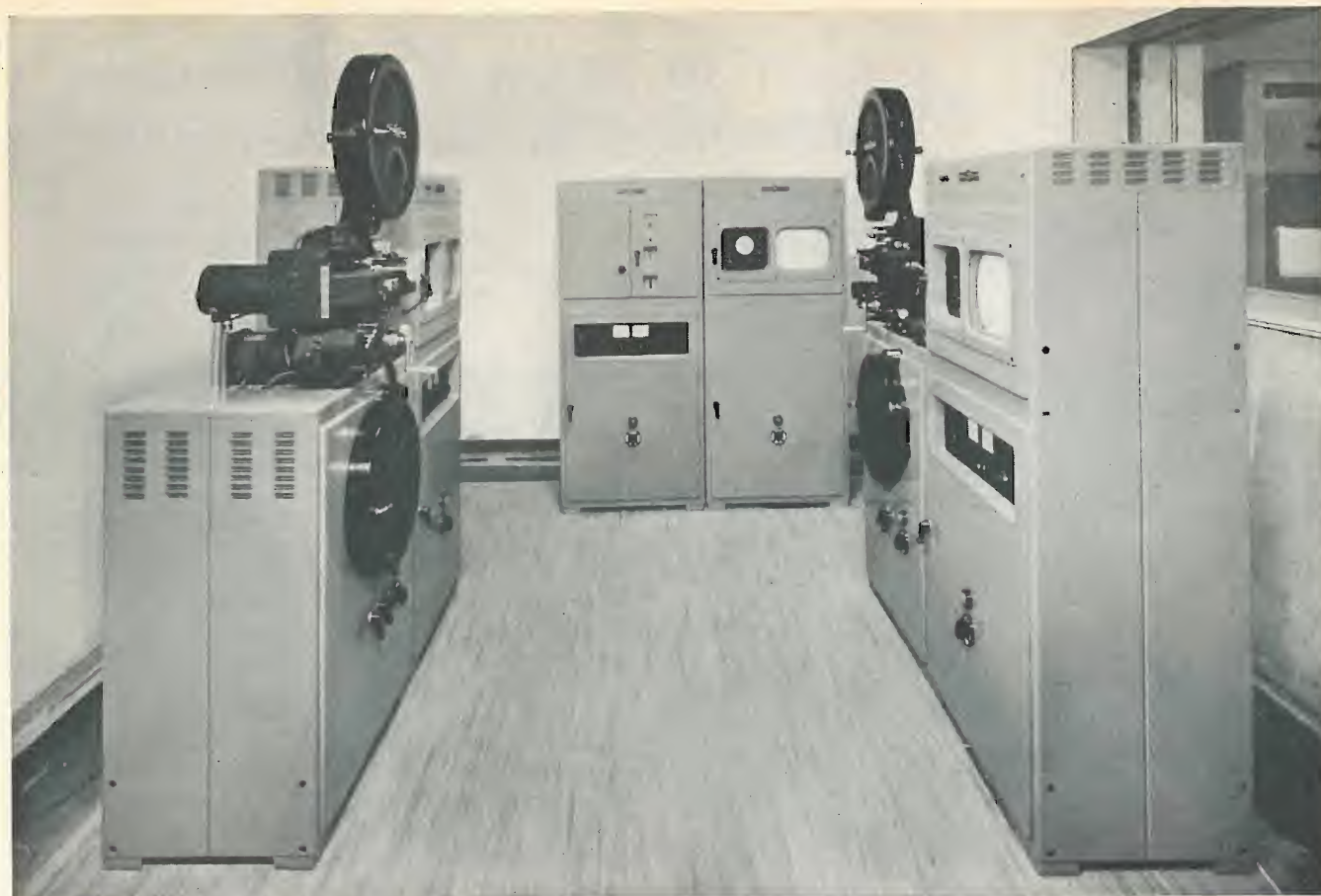
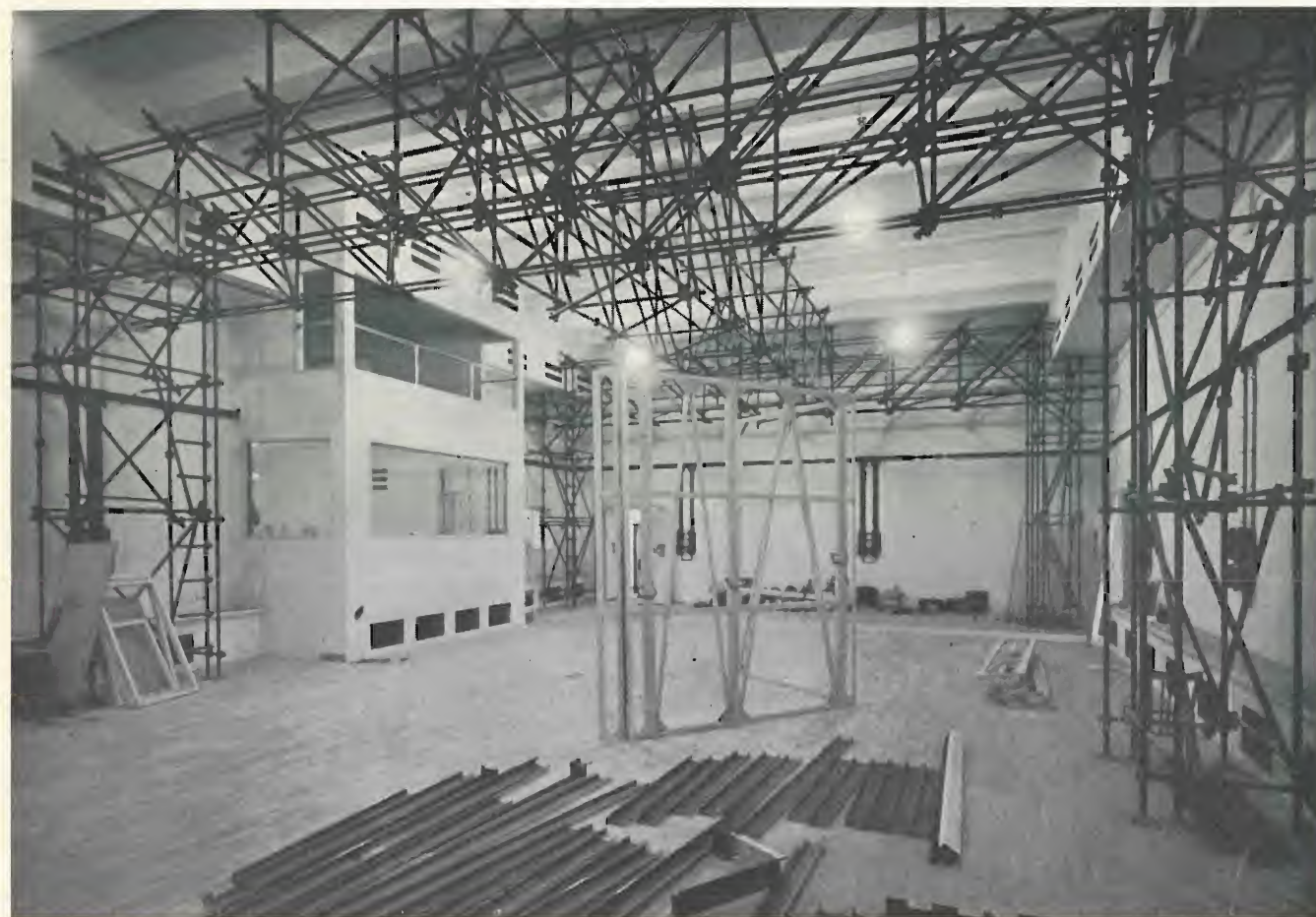
Nelle sue grandi linee l'impianto è simile a quello di Torino descritto nel precedente numero di questa rivista. Il trasmettitore, fornito dalla General Electric Co., è sistemato in un fabbricato appositamente costruito ai piedi della Torre del Parco; esso ha la potenza di 5 kW cresta per il segnale video e di 2,5 kW per il segnale audio e funziona, secondo le norme italiane di trasmissione, nel canale n. 3, che si estende da 174 a 181 MHz. La portante video ha la frequenza di 175,25 MHz; la portante audio quella di 180,75 MHz.

L'antenna è del tipo *superturnstile* a 6 elementi irradianti ed è installata sulla cima della Torre del Parco. Nel nuovo Palazzo della Radio, in corso Sempione, sono stati appositamente costruiti ed attrezzati un grosso studio di 23 × 13 m; uno più piccolo di 9 × 9 m; ed una saletta per gli annunci. Gli studi sono per ora dotati di 4 camere da presa facenti uso di tubo image-orthicon e provviste di più obbiettivi; vi è poi un impianto Fernseh per la trasmissione di film da 35 mm e di diapositive, del tipo «flying-spot». Gli studi sono collegati al trasmettitore con un cavo coassiale multiplo a 4 tubi, fornito dalla INCET e posato dalla SIRTI, lungo circa 900 m. La stazione di Milano è collegata con quella di Torino mediante un ponte radio, costruito dalla Magneti Marelli, con ripetitore intermedio a Trivero.

MILANO TV. — La parte superiore del sistema irradiante nella fase di innalzamento.

L'importanza dell'avvenimento, preludio all'inizio ormai non più tanto lontano di un servizio regolare, è stata in modo assai significativo messa in evidenza dalle parole dell'on. De Gasperi, Presidente del Consiglio dei Ministri, che nel discorso pronunciato all'inaugurazione della Fiera ha detto:

«*Sono lietissimo che oggi si inauguri anche la televisione poichè anche nella televisione vedo uno strumento nuovo che conforta e sollecita l'unità, la concordia delle opere, la fraternità della Nazione fra le diverse categorie, fra nord e sud, fra le regioni*».

D'altra parte l'on. Giuseppe Spataro, Ministro delle Poste e Telecomunicazioni, al termine della sua visita a Milano ha detto: «Uno dei settori più interessanti della Fiera quest'anno è quello della televisione e devo dichiararmi assai soddisfatto degli esperimenti televisivi organizzati dalla RAI ai quali ho assistito nella sede della Radio Marelli e alla Fiera. Gli sforzi compiuti dalla RAI per questa prima televisione realizzata a tempo di record hanno meravigliato i tecnici italiani e, ancor di più, quelli stranieri. Senza alcun dubbio, nei prossimi mesi si raggiungeranno, attraverso miglioramenti quotidiani, risultati tali, dal punto di vista dei programmi e della regolarità delle trasmissioni, che il nostro Paese non avrà nulla da invidiare agli altri tre Paesi europei che finora hanno la televisione. Ho notato con molto piacere il vivo interesse che la televisione ha suscitato anche negli ambienti popolari e noi ci attendiamo un programma, oltre che di carattere ricreativo, anche educativo ed istruttivo, specie per la gioventù e per le masse popolari. Sono convinto che la televisione può assolvere una grande funzione sociale e certamente la RAI sentirà tutta la responsabilità del compito che le è stato affidato. A questo punto, la diffusione della televisione dipende dagli industriali e dai commercianti i quali dovranno trovare nel maggior numero di apparecchi venduti, più che nei prezzi alti, il loro giusto guadagno. Tanto più si costruirà in Italia, e si venderà a prezzi equi, tanto meno importeremo dall'estero. Venticinque ditte italiane hanno già iniziato la costruzione degli apparecchi televisivi e siccome noi, forti dell'esperienza degli altri paesi, abbiamo potuto già scegliere definitivamente lo stan-

MILANO TV. — Apparecchiature per trasmissione di film 35 mm e diapositive.

MILANO TV. — Il grande studio di ripresa in allestimento.

dard italiano, si può acquistare subito l'apparecchio senza tema di futuri cambiamenti che non ci saranno. Posso quindi ripartire da Milano contento di questa grande tappa che è stata raggiunta. La neonata televisione, con l'assistenza materna della RAI, ha già coperto del cammino. Farà certamente molta strada e, fuori di metafora, deve fare molti chilometri per raggiungere al più presto, da Milano, Napoli e la Sicilia ».

Agli interrogativi del pubblico e dei costruttori sul piano di lavori predisposto dalla RAI per giungere, nello spazio di 18 mesi, all'inizio di un servizio regolare di televisione, ha risposto in una conferenza stampa il direttore generale Salvino Sernesi che ha detto fra l'altro:

« Le nostre realizzazioni nei prossimi mesi si indirizzeranno verso i seguenti punti:

« — installazione di una stazione televisiva al Monte Penice sopra Voghera, dove abbiamo già da tempo in funzione un Centro trasmittente di stazioni a modulazione di frequenza;

« — installazione di un trasmettitore televisivo sul Monte Venda sui Colli Euganei, dove tra breve inizieremo i lavori.

« In tal modo sarà completato il servizio per l'intera Valle Padana. Occorre però varcare l'Appennino e portarci verso il Sud. A tal uopo è prevista l'installazione di una quinta stazione televisiva a Portofino Vetta, dove fra pochi mesi sarà inaugurato il nostro Centro radiofonico provvisto di una stazione da 50 kW e di due stazioni a M. F.

« Il collegamento fra la stazione di Portofino e le stazioni televisive della Valle Padana, verrà assicurato dal ponte radio che installeremo sul Monte Beigua sopra Savona. Tale ponte radio sarà realizzato con un sistema tedesco studiato e verificato dai nostri tecnici e da cui ci ripromettiamo un buon risultato.

« Il ponte radio del Monte Beigua alimenterà, oltre che il trasmettitore televisivo di Portofino, di cui vi ho già detto, anche una sesta stazione e cioè la trasmittente televisiva del Monte Serra sopra Pisa. Anche in tale località cominceremo tra breve i lavori.

MILANO TV. — Innalzamento del sistema irradiante sulla Torre del parco.

« Dal Monte Serra presumibilmente con il cavo coassiale Pisa-Firenze, che dovrebbe entrare in funzione prossimamente, alimenteremo la settima stazione e cioè quella di Firenze-Trespiano.

« Occorre adesso prevedere come sarà possibile fare l'ultimo salto per raggiungere Roma. Sono previsti tre ponti radio intermedi del tipo già in esperimento a Trivero e con tali collegamenti intermedi Roma, e cioè l'ottava stazione, verrà collegata con le altre sette per formare un primo servizio nazionale ». (82)

MILANO TV. — Il trasmettitore e il banco di comando.

VARIETÀ TECNICHE

RISCALDAMENTO A RAGGI INFRAROSSI

1. - GENERALITA'

Nel campo del riscaldamento industriale (e non industriale soltanto) si sta compiendo, da un decennio, una pacifica rivoluzione, rapida nei paesi a più alto potenziale industriale, più lenta nei paesi meno attrezzati. Dai sistemi classici si sta passando a concetti e metodi del tutto nuovi, basati esclusivamente sull'impiego dell'energia elettrica, e che hanno un carattere comune: dare origine al calore nell'interno stesso del corpo da riscaldare.

Si potrebbe osservare che già i forni ad induzione sono basati su di un concetto analogo. Ma noi consideriamo essenzialmente due sistemi: il riscaldamento elettronico a radiofrequenza (dielettrico ed induttivo) ed il riscaldamento per mezzo dei raggi infrarossi.

Il primo è il più noto (1) e se accenniamo ad esso è solo per osservare che fra i due dispositivi non vi è, di necessità, rivalità o concorrenza. Quando le condizioni sono le migliori per l'impiego di uno di essi non lo sono certamente per l'impiego dell'altro. Ricottura, tempera, fusione, saldatura, brasatura e tutte in genere le operazioni su metalli non sono di competenza del riscaldamento a raggi infrarossi; così dicasi della vulcanizzazione della gomma, del preriscaldo dei materiali termoplastici, da stampaggio, ecc. In tutte queste operazioni l'avvenire è del riscaldamento a R.F. Mentre la essiccazione di vernici, il riscaldamento e la disidratazione per un gran numero di prodotti finiti o di materiale in lavorazione sono compiute in modo molto più economico e tecnicamente più adatto dai radiatori a raggi infrarossi, soli o in ausilio ad altri mezzi già correntemente usati.

I radiatori a raggi infrarossi, che in Italia vengono appena ora introdotti nell'uso pratico, sono conosciuti ed usati negli Stati Uniti d'America da oltre dieci anni. Nel 1935 le Officine Ford fecero la prima applicazione di radiatori a raggi infrarossi per l'asciugamento e cottura di vernici e di smalti su carrozzerie e ruote di vetture automobili.

Nel 1939 il procedimento era già industrialmente lanciato ed ebbe uno sviluppo grandioso specie durante la guerra quando urgeva la necessità di lavorazioni rapide. E questo procedimento permetteva, fra i tre modi di trasmissione del calore (contatto, convezione, irraggiamento), di dare la parte preponderante all'irraggiamento e perciò al passaggio di energia più diretto.

L'esperienza ha infatti dimostrato che la utilizzazione di un irraggiamento infrarosso selezionato permette di praticare alcuni trattamenti con un rendimento particolarmente elevato ed in tempi assai brevi.

2. - PARTICOLARITA' DEL RISCALDAMENTO A RAGGI INFRAROSSI

E' ben noto come i raggi infrarossi non siano che radiazioni della stessa natura delle radiazioni luminose (fra tutte le più universalmente conosciute), dei raggi ultravioletti, dei raggi Roentgen, delle onde usate in radiotelegrafia o radiotelefonia, ecc. (fig. 1). I raggi ultravioletti hanno lunghezza d'onda minore (meno di 0,4 micron) di quella dei raggi luminosi. Per l'essiccazione si ottengono i migliori risultati con raggi aventi una lunghezza d'onda di 1,2 ad 1,6 micron (12 000-16 000 angstrom).

E' evidente che per avere una buona sorgente di raggi infrarossi occorre regolare la temperatura del corpo emittente in modo che sia massima la emissione di raggi infrarossi nel campo desiderato (fig. 2) e minima quella di raggi di altra natura. E' noto che l'emissione di un corpo caldo ha lunghezza d'onda che varia in ragione inversa della temperatura assoluta del corpo. Quindi per ottenere la massima percentuale di raggi infrarossi dovremo dare al corpo emittente una temperatura assoluta minore di quella raggiunta nei filamenti delle normali lampade ad incandescenza, ma già tanto elevata da richiedere che il corpo emittente si trovi nelle stesse condizioni di isolamento dall'aria in cui si trovano i filamenti delle lampade stesse. Perciò a questi radiatori furono date spontaneamente la struttura e l'apparenza delle lampade elettriche ad incandescenza.

FIG. 2 - Distribuzione dell'energia in funzione della lunghezza d'onda di una lampada per scopi termici. Si nota che l'energia è distribuita in una piccola parte dello spettro infrarosso.

E' chiaro come sia importante usare i radiatori a raggi infrarossi con una tensione di alimentazione che corrisponda per quanto possibile a quella per cui sono stati costruiti perchè una tensione diversa da quella fissata fa diminuire la percentuale dei raggi infrarossi utili emessi, riducendo l'efficacia del procedimento. Entro i limiti del 10 % di variazione della tensione il rendimento diminuisce proporzionalmente; oltre questo limite la diminuzione del rendimento si accentua.

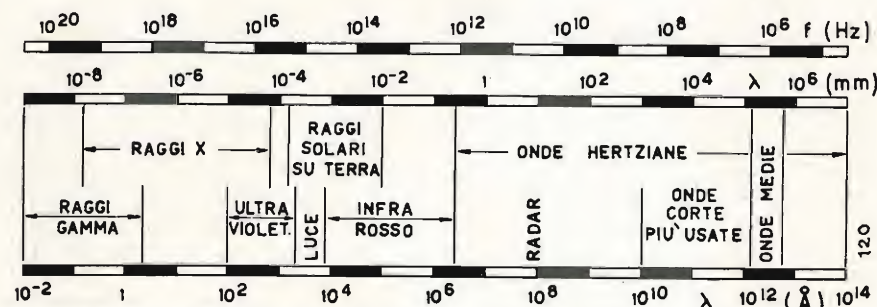



FIG. 1 - Spettro delle radiazioni. Le radiazioni infrarosse o termiche sono quelle comprese fra le radiazioni luminose e quelle hertziane.

(1) G. GREGORETTI: *Riscaldamento per perdite dielettriche in un campo ad alta frequenza.* « Elettronica », II, 1917, pag. 177.

Le radiazioni infrarosse possono, come la luce, riflettersi, rifrangersi, subire fenomeni di diffrazione. Seguono le stesse leggi di propagazione in linea retta e di riduzione dell'intensità col quadrato della distanza; ciò deve essere tenuto presente per la loro pratica utilizzazione.

DAL REPARTO IN PREPARAZIONE → VERNICIATURA A SPRUZZO IN ARIA FILTRATA → FORNO A RAGGI INFRAROSSI → PORTE

124

FIG. 5. - Schema in pianta del forno preceduto dal capannone di verniciatura; questa precede immediatamente l'essiccazione ed ambedue le operazioni avvengono in ambiente di aria filtrata.

FIG. 3. - Forno a raggi infrarossi per l'essiccazione delle carrozzerie di vetture automobili.

3. - APPLICAZIONI PRATICHE

La tecnica del riscaldamento a raggi infrarossi è nata, come si è detto, nelle Officine Ford che avevano adottato, per la verniciatura delle carrozzerie, tipi di vernici a smalto che richiedevano la cottura in forni ad aria calda a 150° per 2-3 ore. Ma le singole parti subivano, dopo verniciate ed in corso di montaggio, graffiature e screpolature della vernice che costringevano, per procedere ad una riparazione, a togliere dalle vetture tappezzerie, vetri ed accessori ed, in generale, tutte le parti che non potevano sopportare il nuovo riscaldamento a 150° per la durata di alcune ore. Fu allora costruita la prima galleria con radiatori a raggi infrarossi nella quale furono essiccate le vernici delle vetture già completamente montate, sottoponendo all'irraggiamento solo le parti esterne senza che tappezzerie, vetri, accessori avessero a soffrirne e riducendo la durata dell'operazione a 10-20 minuti.

La nuova tecnica dell'essiccazione e dell'asciugamento con radiatori a raggi infrarossi si sviluppò dalla serie di osservazioni compiute durante queste operazioni; i materiali vengono portati a temperature che raramente raggiungono i 200° C°, ma queste temperature si sviluppano nell'interno dei materiali, mentre l'ambiente rimane a temperatura inferiore. Qualità questa comune al riscaldamento elettrico a R.F., ma che diversifica entrambi da ogni altro sistema.

FIG. 4. - Sezione del forno a raggi infrarossi illustrato in figura 3 con l'indicazione schematica della circolazione dell'aria preventivamente filtrata dal pulviscolo.

Oltre a questi grandi complessi muniti di centinaia di lampade (figure 3, 4, 5) furono poi realizzate piccole unità con poche lampade o poche diecine di lampade (figure 6, 7, 8). Complessi leggeri, facilmente trasportabili, poco ingombranti, usabili dovunque sia una presa per energia elettrica.

I risultati che si possono ottenere dipendono principalmente dai seguenti fattori:

1) fattore di assorbimento, ossia attitudine della sostanza ad assorbire l'irraggiamento;

2) massa;

3) calore specifico;

4) conducibilità termica.

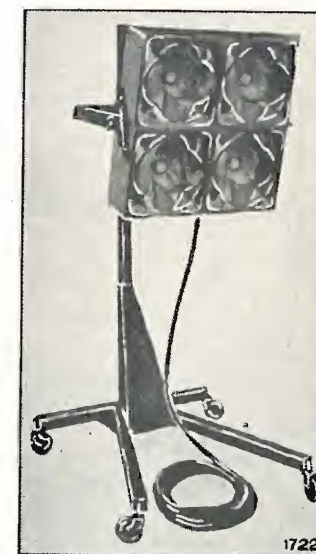



FIG. 6. - Essiccatore stativo all'aria libera.

La conoscenza di questi diversi elementi permette di calcolare la potenza da impiegare per ottenere il risultato voluto nel tempo desiderato, e permette di stabilire la disposizione delle lampade per avere un riscaldamento uniforme su tutta la superficie da trattare. In ogni modo si realizzano sempre due vantaggi:

1) non vi è nessuna perdita di calore, nè di tempo, per mettere a regime il forno; così pure non si ha nessuna perdita di calore quando l'operazione ha termine;

2) vernici, lacche, smalti e prodotti analoghi sono asciugati in tutto il loro spes-

sore e la essiccazione ha luogo anche negli strati più profondi senza che si formi la dannosa crosta superficiale che ritarda l'asciugamento.

Si ha in tal modo un risparmio di

Fig. 7. - Altro essiccatore all'aria libera a piccola campana.

energia e di tempo che può giungere dal 40 % all'80 %.

Le applicazioni del riscaldamento a raggi infrarossi sono numerosissime; tutte le industrie possono avere occasione di ricorrervi,

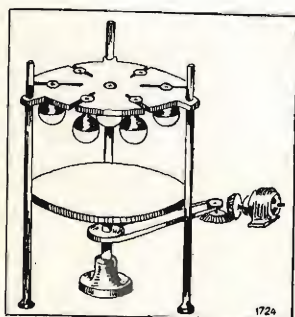



Fig. 8. - Essiccatore con gli oggetti montati su piatto rotante.

dalle alimentari alle meccaniche, dalle tessili alle conciarie, dalle fonderie alle fabbriche di prodotti chimici. Man mano che la loro diffusione fa meglio conoscere i radiatori a raggi infrarossi si accrescono di numero i compiti a loro riservati, fino alla disinfestazione dei cereali, alla incubazione delle uova, alla protezione dei motori a scoppio a combustione interna contro il raffreddamento durante la stagione più fredda.

Ma tutti i dispositivi, svariatissimi, che occorrono per questi numerosissimi usi si possono ridurre schematicamente a pochi tipi:

a) essiccatoi con radiatori all'aria libera: da un solo radiatore ad un grande numero su supporti qualunque, come stativi, pannelli, telai orientabili e flessibili (fig. 6);

b) essiccatoi fissi, in generale chiusi, che possono essere anche adattamenti con radiatori a raggi infrarossi di forni di tipo ordinario;

c) essiccatoi a campana mobile. La campana può adattarsi sia in senso orizzontale che verticale. Si possono usare due campane che vengono a giustapporsi l'una all'altra, adattandosi alla forma delle macchine od oggetti da trattare. Grosse campane divise in due da un piano verticale servono anche all'essiccazione di vetture automobili;

d) essiccatoi a striscie piane, per lo più orizzontali sotto le quali gli oggetti od i materiali da trattare subiscono un avanzamento, normalmente automatico, su nastri trasportatori, catene, cinghie e simili (fig. 9). La lunghezza della striscia dei radiatori e la velocità di avanzamento dipendono dal tempo fissato per l'essiccazione;

e) essiccatoi continui a galleria, tipo ormai classico per l'asciugamento di automobili (figure 3, 4, 5). Una galleria per vetture complete, lunga 6 metri, ed arredata con circa 300 lampade può asciugare una vettura in circa 20 minuti. Tipi di gallerie più piccole servono per oggetti di minori dimensioni. Anche in questo caso l'avanzamento è quasi sempre automatico.

Possiamo concludere esprimendo il parere che con questo strumento di lavoro è stato posto a disposizione dell'industria un mezzo

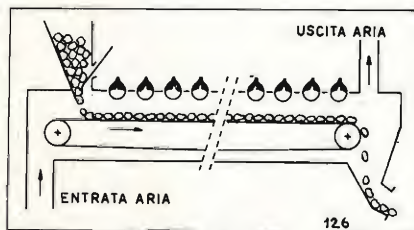



Fig. 9. - Essiccatore con gli oggetti montati su trasportatore a nastro.

che ha una sua funzione essenziale e che ha ottenuto e sempre più otterrà il riconoscimento di questa caratteristica funzione.

Dott. ing. prof. Giacomo Levi
Istituto Tecnico Industriale - Torino

(40)

ALLA FIERA DI MILANO

LE NOVITÀ NEL CAMPO DELL'ELETTRONICA

La XXX Fiera di Milano, puntualmente inaugurata come ogni anno, è una manifestazione così vasta e complessa che riesce difficile fare un breve resoconto, sia pure nell'ambito ristretto della tecnica elettronica. I vari aspetti di quest'ultima risultano ormai così strettamente concatenati e interdipendenti con un gran numero di applicazioni negli altri campi della tecnica che, per render conto particolareggiato di essi, occorrerebbe dedicare a tale rassegna molto più tempo e spazio di quelli disponibili. E l'esame delle apparecchiature esposte dovrebbe essere esteso, non solamente ai tre principali padiglioni che ospitavano in primo piano le applicazioni elettroniche e cioè al padiglione n. 15 ove si trovavano principalmente tutte le applicazioni radio, al Palazzo delle Nazioni, ove erano installati gli apparecchi televisivi funzionanti e al padiglione dell'elettrotecnica ove erano esposte numerose apparecchiature di misura interessanti il campo elettronico, ma altresì a numerosi altri padiglioni e « stands » ove le apparecchiature elettroniche entravano non come oggetto di esposizione a sè stante, bensì come dispositivi sussidiari e tuttavia non meno importanti, di macchine od apparecchi di altro genere. Ci dovremo quindi limitare ad accennare alle cose che ci sono sembrate più caratteristiche ed importanti sia per la loro originalità e novità, sia per la loro importanza. Chiediamo perciò fin d'ora venia se in questa rapida esposizione saremo costretti a trascurare cose che pure meriterebbero di essere menzionate.

Un gran numero di « stands » era dedicato alla normale produzione di radioricevitori domestici da parte delle numerose ditte costruttrici. Ben poco di nuovo si può dire su di essi, si può solo osservare, con un po' di rammarico, che non si nota alcun sviluppo nel campo della modulazione di frequenza. La televisione assorbe ora la maggior parte degli sforzi da parte dei costruttori italiani i quali hanno realizzato numerosi modelli di ricevitori televisivi pronti per essere messi in produzione; frattanto la FIVRE si appresta alla costruzione dei tubi relativi e dei cinescopi.

Ben lontano da un assetto definitivo è il campo della riproduzione sonora. Si può infatti notare una notevole varietà di sistemi e di tipi, spesso in concorrenza fra loro.

Per la riproduzione a nastro magnetico interessante la soluzione Philmagna che utilizza per il trascinamento del nastro lo stesso motorino del giradischi di un normale radiofonografo così da consentire con limitata spesa, l'applicazione di questo moderno mezzo di registrazione e di riproduzione ad un qualsiasi apparecchio provvisto di giradischi.

Alcune ditte, fra cui la Geloso, utilizzano per tale tipo di registrazione il filo d'acciaio magnetico invece che il nastro.

Numerosi i cambiadischi automatici, per lo più di fabbricazione straniera.

La ditta Lesa presentava, fra l'altro, un nuovo modello di giradischi a tre velocità (33,3, 45, 78 giri al primo) in cui il cambio della velocità è effettuato molto semplicemente innestando, oppure non, sull'albero motore un'adatta puleggina; essa può essere facilmente sostituita attraverso una apposita finestra praticata nel piatto reggidisco. Il sistema è provvisto di un fonorilevatore piezoelettrico ribaltabile in modo da consentire la riproduzione, sia dei dischi normali, sia di quelli microsolco, per i quali, con un'opportuna leva, il peso della punta sul disco è ridotto da 22 grammi (dischi normali) a 10 grammi.

Degni di menzione sono gli strumenti a bobina mobile della ditta I C E che raggiungono una portata di fondo scala di soli 5 microampere per i tipi normali da pannello e la portata, assolutamente eccezionale, di 1 microampere fondo scala per il tipo da laboratorio (precisione 1 %). Se non andiamo errati non vi è nessun'altra ditta, non solo in Italia, ma neppure all'estero, che riesca a costruire uno strumento a perni così sensibile.

Nel campo delle apparecchiature di misura, fra le ditte nazionali la UNA (ingegner Pontremoli) esponeva, oltre alle apparecchiature già note, un generatore per apparecchi a modulazione di frequenza, eventualmente accoppiato in un unico complesso con l'oscillografo, per l'esame delle curve di risposta; era pure esposto un analogo apparecchio per l'allineamento dei televisori ed anche, per questi ultimi, un generatore adatto a produrre sullo schermo del cinescopio una serie di barre orizzontali o di barre verticali o un reticolo formato dalle barre orizzontali e verticali; ciò consente la regolazione della linearità del ricevitore televisivo. Presso lo « stand » della « Aesse » ci è stato detto che le analoghe apparecchiature francesi che, secondo quanto era stato previsto al Salone dei pezzi staccati a Parigi (1), dovevano essere presentate alla Fiera in veste adattata per lo Standard televisivo adottato in Italia, non sono pervenute a tempo a causa di difficoltà doganali.

Sempre nel campo delle apparecchiature elettroniche, fra numerosi altri strumenti esposti nello « stand » dell'ing. Roje, faceva spicco un nuovo apparecchio della Rohde e Schwartz per la misura di impedenza nel campo di frequenze compreso fra 30 e 300 MHz. L'apparecchio utilizza un diagramma di Smith tracciato su un disco di carta intercambiabile disposto su una lastra di vetro circolare; su quest'ultima un galvanometro a riflessione, sistemato nell'interno dell'apparecchio, proietta il punto luminoso che individua sul diagramma polare suddetto i parametri dell'impedenza (modulo e fase) che vengono così letti direttamente.

La ditta ing. Belotti, fra le varie apparecchiature delle ben note case americane ed inglesi, esponeva anche il nuovo tipo di oscillografo a doppio raggio e a larga banda della Dumond.

Un interesse particolare avrà certamente destato la camera toroidale di accelerazione degli elettroni di un Betatrone da 30 mega elettron-volt, esposta dalla Brown Boveri; nel suo « stand » erano pure presentati alcuni tipi di magnetron per carico continuo.

Passiamo infine rapidamente in rassegna le apparecchiature cosiddette professionali ed in particolare quelle per telecomunicazioni di vario genere e per l'aiuto della navigazione aerea e marittima.

La Magneti Marelli, costruttrice, fra l'altro, del ponte a microonde che collega le due stazioni televisive di Milano e Torino, in un vasto reparto, condiviso con le ditte consociate, oltre alla sua normale produzione di ricevitori e televisori, esponeva vari tipi di ricetrasmettitori professionali ed altre apparecchiature per radiocollegamenti fra terra e navi o fra terra ed aerei.

Negli « stands » della FACE e della SIRTI erano esposti, un radar nautico DECCA e le complesse apparecchiature per un ponte radio ad onde ultracorte modulato ad impulsi, oltre a numerosi strumenti per misure telefoniche.

Le apparecchiature per le stazioni terminali ed intermedie relative al cavo coassiale, che si sta attualmente posando per attuare una rete nazionale di telecomunicazioni, erano esposte dalla FATME SIELTE, presso la quale si poteva anche vedere la più moderna « macchina » per la trasmissione automatica dell'ora esatta fino all'indicazione dei secondi.

Altre apparecchiature telefoniche, soprattutto ad onde convogliate si potevano vedere nello « stand » della « Telettra ».

Infine, per rimanere nel campo delle telecomunicazioni su filo, ricorderemo che la Olivetti esponeva le sue interessanti telescriventi e che la ditta ing. Garrone presentava un'apparecchiatura per la trasmissione di immagini su filo della Muirhead inglese che utilizza, per la riproduzione dell'immagine, invece della normale carta fotografica, una speciale carta preparata chimicamente, di minore costo.

G. D.

(83)

(1) Vedi « Elettronica e Televisione Italiana », n. 2 marzo-aprile 1952, pag. 95.

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE

BOLLETTINO D'INFORMAZIONI

DEL SERVIZIO CLIENTI

ANNO VI - N. 37
Maggio 1952

1) La nuova serie miniatura a 1,4 Volt (continuaz.).

1) 1S5.

È un diodo-pentodo ad interdizione prossima, progettato per essere impiegato come rivelatore per la parte diodo e come amplificatore di tensione per la parte pentodo in apparati alimentati con batterie.

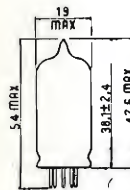



Fig. 1. — Dimensioni di ingombro della valvola 1S5.

Fig. 2. — Disposizione dei collegamenti degli elettrodi ai piedini della valvola 1S5 (vista di sotto).

Nelle figure 1 e 2 sono rispettivamente riportate le dimensioni d'ingombro e la disposizione dei collegamenti degli elettrodi ai piedini della valvola.

CARATTERISTICHE E DATI DI FUNZIONAMENTO

Catodo:	rivestito, a riscaldamento diretto	
Tensione di accensione (c. c.)	1,4	V
Corrente di accensione	0,05	A
Posizione di montaggio	qualsiasi	

CONDIZIONI MASSIME DI FUNZIONAMENTO

Massima tensione anodica	90	V
Massima tensione di schermo (g_2)	90	V
Massima tensione di griglia (g_1) (1)	0	V
Massima corrente catodica	4,5	mA
Massima corrente di funzionamento del diodo (2)	0,25	mA

CAPACITÀ INTERELETTRODICHE
(senza schermo esterno)

Griglia 1 - anodo	0,2	pF
Ingresso	2,2	pF
Uscita	2,4	pF

(1) Riferita al terminale negativo del filamento (piedino 1).
(2) Il diodo è situato verso l'estremo negativo del filamento ed è indipendente dalla sezione pentodo eccetto per il catodo (filamento) che è comune. Le caratteristiche sono comuni agli altri diodi rivelatori.

CONDIZIONI NORMALI DI IMPIEGO
(Amplificatore classe A_1)

Tensione anodica	67,5	90	V
Tensione di schermo	67,5	90	V
Tensione di griglia (1)	0	0	V
Resistenza anodica	0,6	0,5	MΩ
Transconduttanza	625	720	μA/V
Corrente anodica	1,6	2,7	mA
Corrente di schermo	0,4	0,5	mA

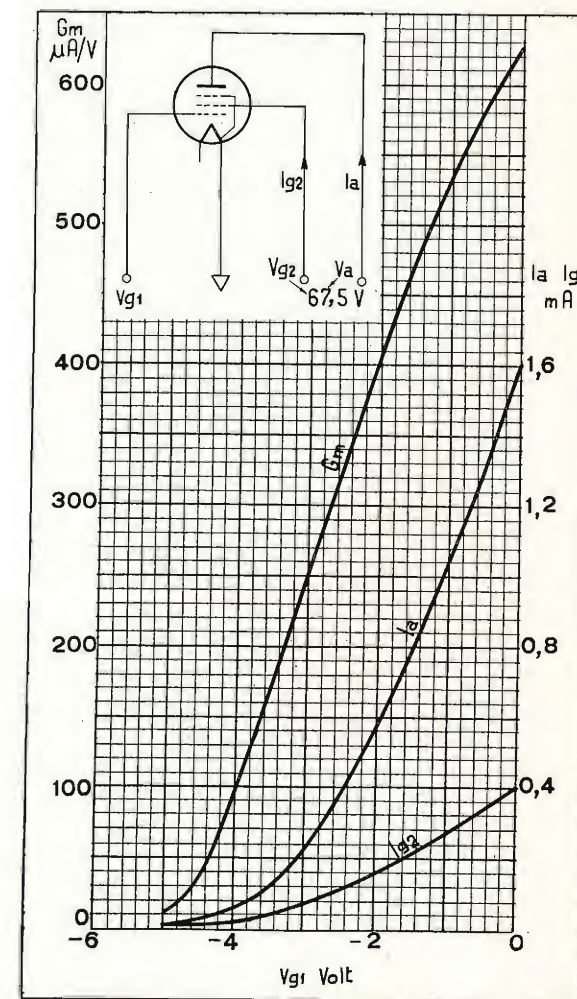



Fig. 3. — Caratteristiche mutue della valvola 1S5.

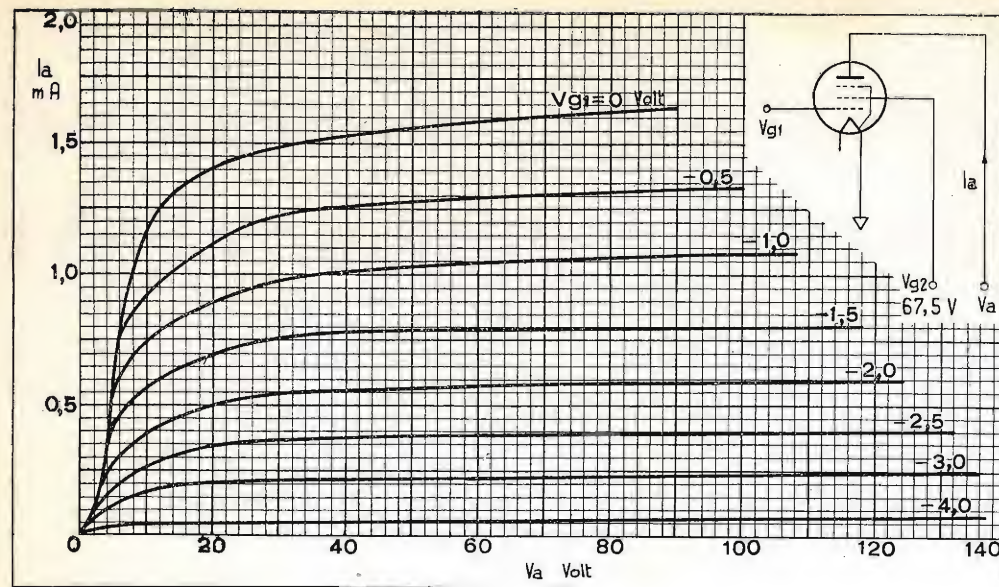



Fig. 4. — Caratteristiche anodiche della valvola 1S5.

Impiego della valvola 1S5 in stadio amplificatore a resistenza e capacità.

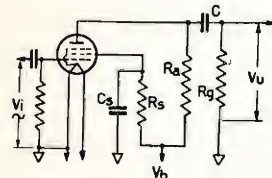



Fig. 5. — Circuito di impiego della valvola 1S5 in stadio amplificatore a resistenza e capacità.

*V*b	*R*a	*R*g	*R*s	*C*s	*C*	*V*u	*V*u/*V*i
V	MΩ	MΩ	MΩ	μF	μF	V	A
45	0,22	0,22	0,26	0,042	0,013	14	17
		0,47	0,36	0,035	0,006	17	24
		1,0	0,4	0,034	0,004	18	28
	0,47	0,47	0,82	0,025	0,0055	14	25
		1,0	1,0	0,023	0,003	17	33
		2,2	1,1	0,022	0,002	18	38
	1,0	1,0	1,9	0,019	0,003	14	31
		2,2	2,0	0,019	0,002	17	38
		3,3	2,2	0,018	0,0015	18	43
90	0,22	0,22	0,5	0,05	0,011	31	25
		0,47	0,59	0,05	0,006	37	34
		1,0	0,67	0,042	0,003	40	41
	0,47	0,47	1,2	0,035	0,005	31	37
		1,0	1,4	0,034	0,003	36	47
		2,2	1,6	0,031	0,002	40	57
	1,0	1,0	2,5	0,026	0,003	31	45
		2,2	2,9	0,025	0,002	36	58
		3,3	3,1	0,024	0,0012	38	66
135	0,22	0,22	0,66	0,052	0,011	45	31
		0,47	0,71	0,051	0,006	56	41
		1,0	0,86	0,039	0,003	60	54
	0,47	0,47	1,45	0,042	0,005	46	44
		1,0	1,8	0,034	0,003	54	62
		2,2	1,9	0,033	0,002	60	71
	1,0	1,0	3,1	0,03	0,003	45	56
		2,2	3,7	0,029	0,0015	53	76
		3,3	4,3	0,026	0,0014	56	88

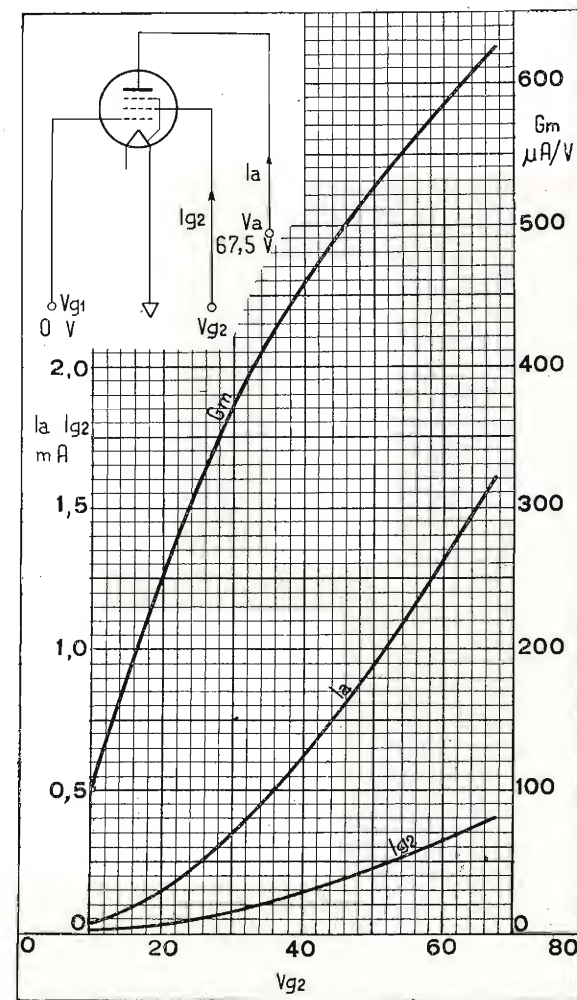



Fig. 6. — Caratteristiche mutue della valvola 1S5.

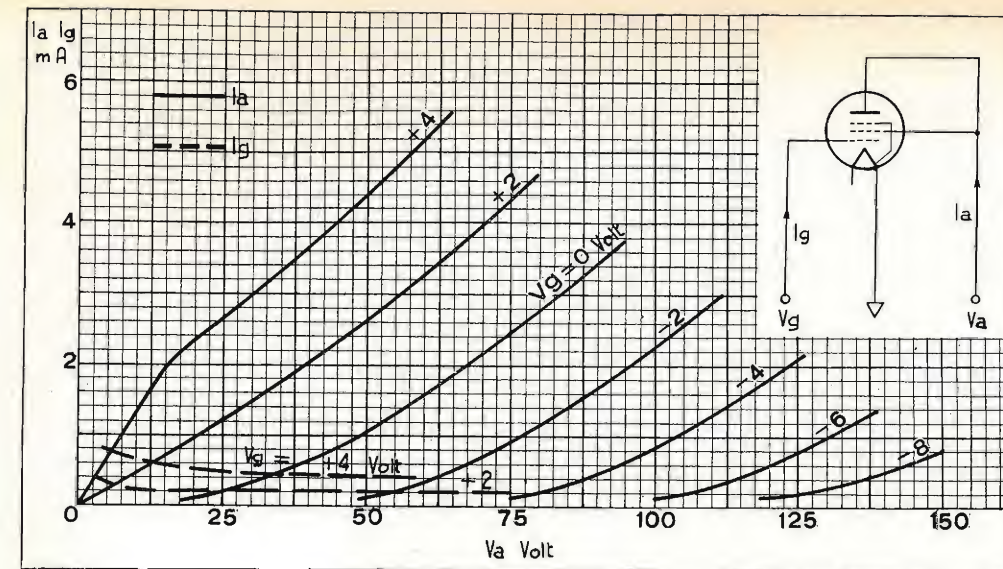



Fig. 7. — Caratteristiche anodiche della valvola 1S5 per connessione a triodo.

2) Valvola 12AT7 (continuazione e fine).

A completamento dei dati pubblicati nei precedenti bollettini riportiamo qui sotto le *caratteristiche mutue della valvola* 12AT7.

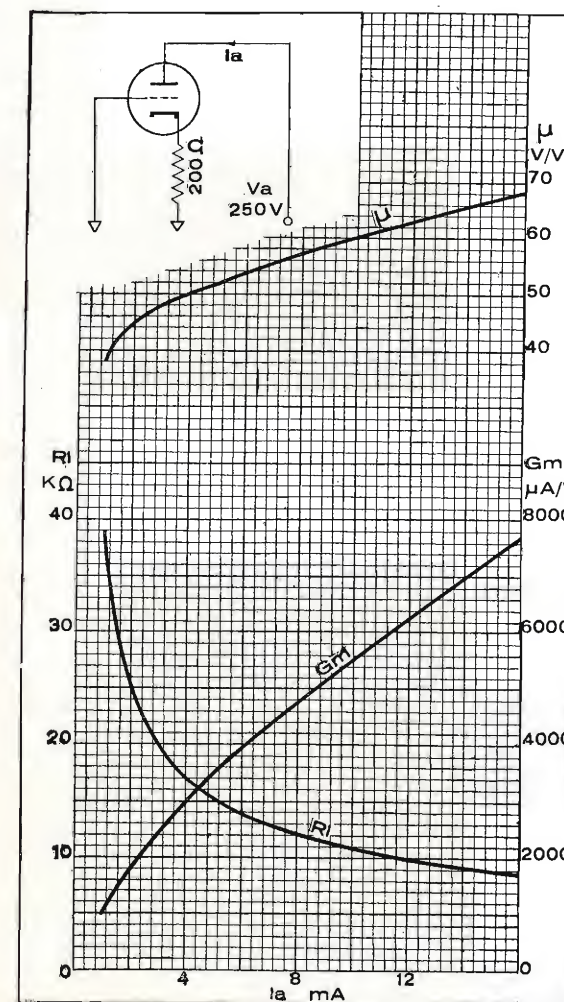



Fig. 8. — Caratteristiche mutue della valvola 12AT7.

3) Impiego della 6/12SL7 GT in amplificatori di B.F. (continuazione).

Abbiamo analizzato in precedenza (Bollettino n. 35) le condizioni in cui due stadi in cascata realizzati con una stessa 6SL7 GT possono funzionare senza pericolo di innesco di oscillazioni, concludendo che tali condizioni si realizzano aumentando convenientemente la capacità di ingresso del primo stadio.

Come primo stadio di amplificatore a forte amplificazione del genere di quelli della figura 9 conviene usare sempre il triodo 1 che ha l'uscita di griglia più lontana dai piedini dei filamenti e quindi presenta minor pericolo di raccogliere ronzio da quella fonte. La capacità tra la griglia del triodo 1 e la placca del triodo 2 è in genere alquanto elevata e può avvicinarsi anche ad 1 pF. Nel montaggio del circuito della figura 9 bisogna quindi avere cura di ridurre al minimo le capacità che si possono aggiungere in parallelo a questa, sistemando razionalmente i collegamenti che fanno capo sulla basetta portavalvola alla griglia del triodo 1 e alla placca del triodo 2.

Ritenendo che la capacità *C* tra griglia T1 - placca T2 con le capacità parassite del circuito, sia dell'ordine di 1 pF, risulta allora, da quanto detto in precedenza, che la capacità C_i di ingresso del primo stadio deve essere espressa in picofarad da un numero molto maggiore di quello che dà il valore dell'amplificazione complessiva dei due stadi.

Se si vuole ottenere una amplificazione di 40 per stadio e quindi una amplificazione complessiva di 1600, la C_i deve essere molto maggiore di 1600 pF. In pratica si trova come valore ottimo della capacità da inserire tra griglia e massa del triodo 1 un valore di 2500 pF, anche per assicurarsi contro le immancabili differenze di capacità interelettrodiche e di amplificazione tra varie valvole.

Si osservi che una capacità così elevata applicata all'ingresso non riduce il responso dell'amplificatore alle frequenze più alte, perchè l'attenuazione introdotta da questa capacità viene compensata dalla reazione positiva dovuta a *C*, reazione che aumenta con la frequenza. Ciò naturalmente fino a un certo limite, oltre il quale l'attenuazione introdotta da C_i è più rapida della esaltazione provocata da *C*. Nella gamma delle frequenze acustiche però si ottiene una curva di risposta lineare (entro 3 dB) da 35 a 14.000 Hz, come è dimostrato dalla curva della figura 10 che si riferisce allo schema di figura 7 con i valori sotto indicati. La figura 11 dà l'andamento della distorsione al variare della frequenza.

CONCLUSIONI:

Le curve delle figure 10 e 11 sono state ricavate col potenziometro regolatore di volume al massimo con i seguenti valori dei componenti nel circuito di figura 9:

$R_1 = 0{,}5$ MΩ; $R_2 = 3.000$ Ω; $R_3 = 0{,}25$ MΩ; $R_4 = 50.000$ Ω; $R_5 = 0{,}25$ MΩ; $R_6 = 3.000$ Ω; $R_7 = 0{,}25$ MΩ; $R_8 = 0{,}5$ MΩ. $C_1 = 0{,}1$ μF; $C_2 = 10$ μF(25 V); $C_3 = 0{,}025$ μF; $C_4 = 8$ μF(350 V); $C_5 = 10$ μF(25 V); $C_6 = 0{,}025$ μF.

È ovvio che la risposta dell'amplificatore si può modificare secondo le caratteristiche desiderabili, nel campo delle frequenze acustiche. Qui non riteniamo sia il caso di entrare in ulteriori particolari che non riguardano più soltanto l'uso corretto della valvola; basta segnalare che diminuendo le resistenze di carico R_3 ed R_7 da 0,25 a 0,1 MΩ il responso alle frequenze più alte diventa più lineare (vedi figura 12), ma diminuisce l'amplificazione complessiva e la distorsione aumenta leggermente.

Va infine tenuto presente che l'alta capacità d'ingresso introduce una ammettenza d'ingresso dell'amplificatore sempre più elevata mano a mano che la frequenza applicata aumenta. È necessario quindi che la sorgente di segnali sia a bassa impedenza interna come potrebbe essere un amplificatore catodico o come è quella della maggioranza dei fonorivelatori del commercio.

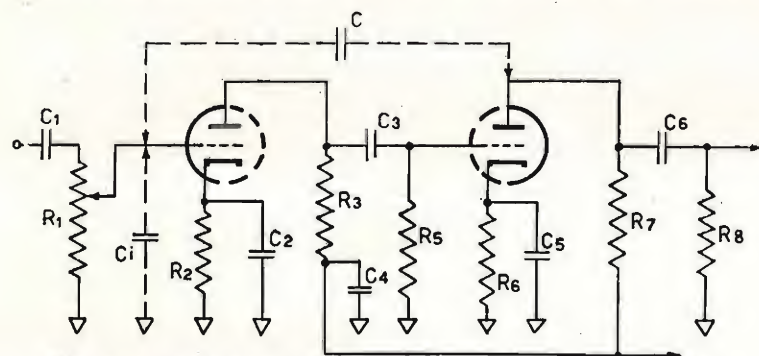



Fig. 9. — Amplificatore di B. F. impiegante una 6/12SL7 con le due sezioni triodo in cascata.

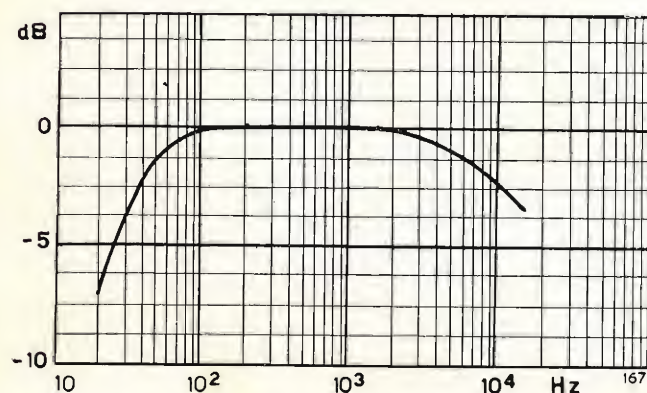



Fig. 10. — Curva di risposta dell'amplificatore di figura 9 per i valori dati ($R_3 = R_7 = 0{,}25$ MΩ)

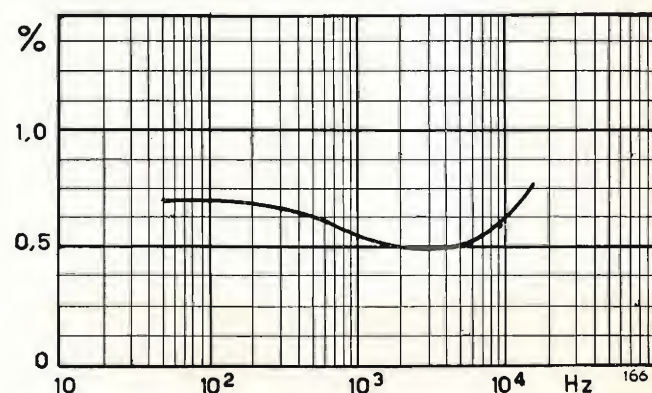



Fig. 11. — Andamento della distorsione percentuale al variare della frequenza ($R_3 = R_7 = 0{,}25$ MΩ)

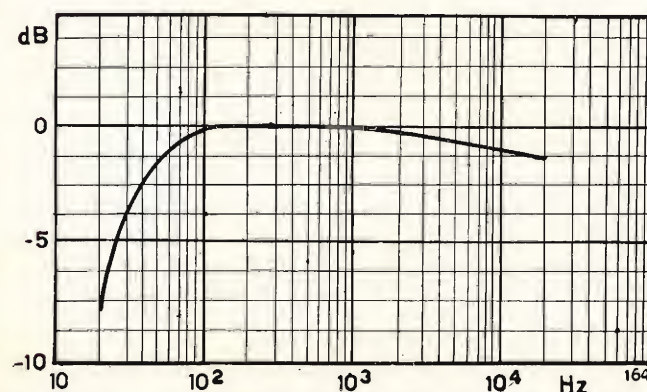



Fig. 12. — Curva di risposta dell'amplificatore di figura 9 per i valori dati ($R_3 = R_7 = 0{,}1$ MΩ).

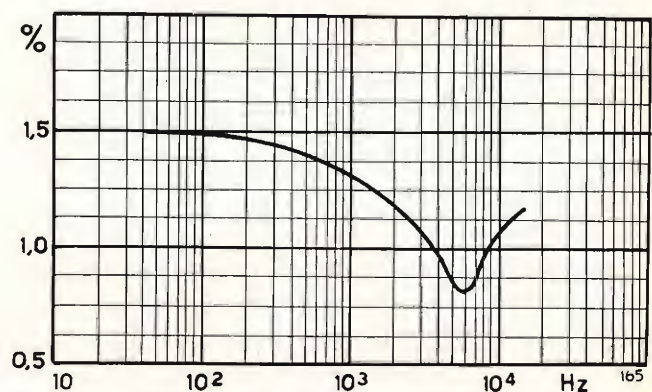



Fig. 13. — Andamento della distorsione percentuale al variare della frequenza ($R_3 = R_7 = 0{,}1$ MΩ)

4) Errata-corrige.

La disposizione dei collegamenti degli elettrodi ai piedini della valvola 1T4 (vista di sotto) di figura 2 del Bollettino n. 35 è errata e dev'essere sostituita da quella riportata nella figura 14 a lato.

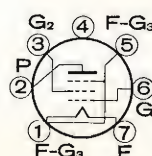



Fig. 14. — Disposizione dei collegamenti degli elettrodi ai piedini della valvola 1T4 (vista di sotto).

FIVRE
Ufficio Pubblicazioni Tecniche
Via Fabio Filzi, 1 - PAVIA

DALLA STAMPA ELETTRONICA

KOCK W. E. - HARVEY F. K.: **UN METODO FOTOGRAFICO PER RICAVARE I DIAGRAMMI DI DISTRIBUZIONE SPAZIALE DI ONDE SONORE E DI MICROONDE** (*A Photographic Method for Displaying Sound Wave and Microwave Space Patterns*). « The Bell System Tech. Jour. », XXX, n. 3, luglio 1951, pagine 564 a 587, con 31 figure.

Viene descritto un elegante metodo fotografico adatto a rilevare il diagramma di distribuzione di un campo sonoro o di un campo elettromagnetico ad onde centimetriche.

Il rilievo viene fatto con una sonda che, nel caso del campo sonoro, è costituita da un piccolo microfono e, nel caso delle microonde, da un adatto rivelatore (antenna-dipolo). Tale sonda viene spostata, sul piano nel quale si desidera effettuare il rilievo, secondo un moto di scansione di va e vieni che presenta qualche analogia con quello della televisione; a differenza di questo però, oltre ad essere molto più lento (un'escursione ogni due secondi), lo spostamento segue linee curve. Infatti, come è illustrato dalla figura 1, la sonda è portata da un braccio oscillante (entro un arco di circa 60°) la cui lunghezza può essere regolata consentendo escursioni, nel senso verticale, dell'ampiezza massima di circa un metro, mentre lo spostamento orizzontale è di circa 2,5 mm per ogni oscillazione completa; si ottiene così una scansione sufficientemente fine. Inoltre, a differenza della scansione che si ha nella televisione, la velocità nello spostamento in andata e al ritorno di ogni oscillazione sono uguali giacchè entrambe le escursioni sono utili. L'intero diagramma è formato da circa 300 righe percorse in circa 10 minuti.

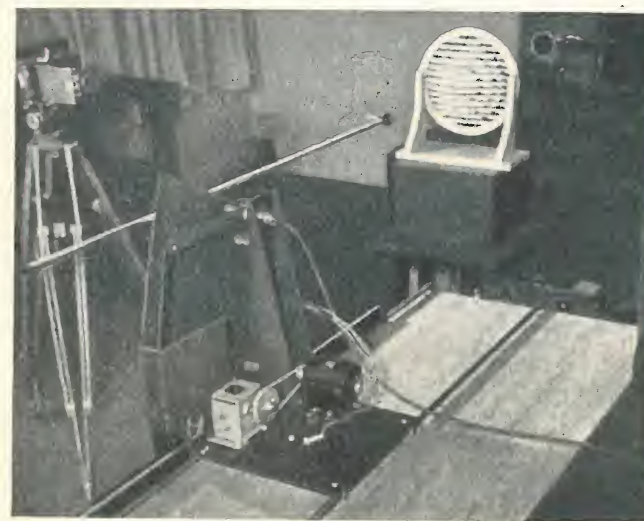



Fig. 1. — Dispositivo di scansione predisposto per il rilievo fotografico del campo sonoro uscente da una lente acustica.

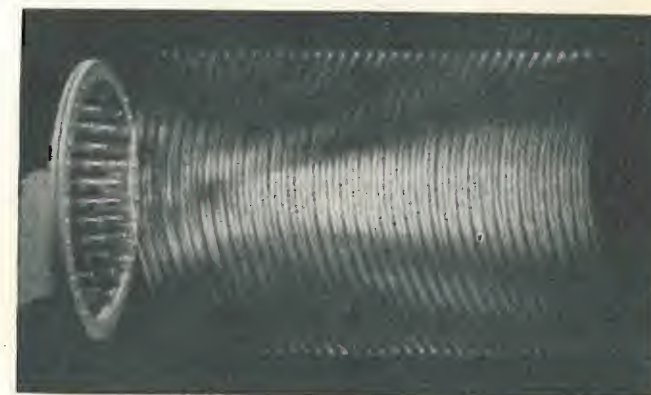



Fig. 2. — Rilievo del campo sonoro ottenuto con una scansione troppo rapida (f = 9 kHz, λ = 3,8 cm).

Sulla sonda è collocata una piccola lampadina al neon la cui luminosità si fa dipendere dall'intensità del campo agente in quell'istante sulla sonda stessa. Nel caso del campo sonoro ciò si ottiene eccitando la lampadina al neon con la tensione di uscita di un amplificatore comandato dal microfono; nel caso del campo elettromagnetico si agisce in modo analogo usando, al posto dell'amplificatore a B.F., un adatto ricevitore.

La luce emessa dalla lampadina impressiona la lastra fotografica in una macchina ad otturatore aperto. Si ottiene così, sulla pellicola sensibile il diagramma desiderato; usando materiale adatto la pellicola può essere sviluppata in un minuto così da consentire un esame quasi immediato del risultato ottenuto.

La figura 2 riporta il diagramma ottenuto davanti ad una lente acustica sottoposta ad un campo sonoro di frequenza costante. La scansione è resa evidente spostando la sonda con velocità eccessiva nel senso orizzontale; un diagramma migliore, praticamente senza traccia di scansione, può essere ottenuto con una minore velocità di spostamento orizzontale quale quella precedentemente indicata.

Componendo il segnale prelevato dal microfono sonda con un segnale di fase ad ampiezze costanti, prelevato dallo stesso oscillatore che alimenta l'altoparlante, si può ottenere un diagramma che caratterizza anche la fase delle onde sonore uscenti dalla lente. A seconda della posizione della sonda la fase relativa fra i due segnali varia; nella fotografia si otterranno zone di massima luminosità quando i due segnali sono in fase e di minima luminosità quando sono in opposizione.

La figura 3 riporta lo stesso diagramma di figura 2, ottenuto, oltre che con una scansione più fine, con l'aggiunta del segnale ausiliario che consente di mettere in evidenza la fase. Si noti che il diagramma si

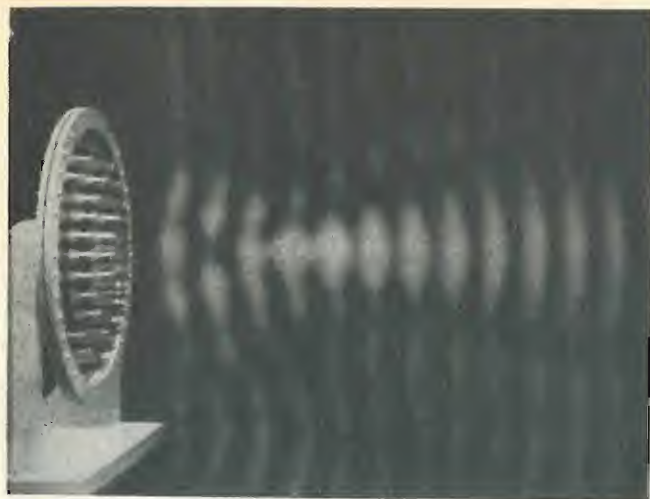



Fig. 3. — Rilievo dello stesso campo sonoro riprodotto nella figura 2, ottenuto (oltre che con una scansione più fitta) aggiungendo, a quello ricavato dal microfono, un segnale ausiliario di ampiezza opportuna e di fase costante. Si ottiene così l'indicazione della posizione delle creste delle onde progressive.

riferisce all'onda progressiva uscente dalla lente e non, come potrebbe sembrare, alla presenza di onde stazionarie.

Rilevando la serie di otto (o più) diagrammi sfasati di un ottavo di periodo (o meno) e riunendo in un cappio di lunghezza sufficiente una serie di tale sequenza di diagrammi, si può ottenere un film che illustra la propagazione dell'onda.

Vengono poi considerati numerosi altri casi relativi a: 1) lenti acustiche adatte ad ottenere onde piane; 2) l'effetto di diffrazione prodotto dagli ostacoli; 3) il campo prodotto da due sorgenti distanti alcune lunghezze d'onda, e funzionanti sia in fase, sia in opposizione di fase; 4) lenti divergenti (per diffondere il suono) invece che convergenti.

Nel caso di un campo elettromagnetico i rilievi sono stati ottenuti sostituendo l'altoparlante con il radiatore delle microonde e il microfono con un piccolo dipolo connesso ad un cristallo rivelatore. Le microonde usate (f = 9100 M Hz, λ = 3,3 cm) erano modulate a 120 Hz in modo che lo stesso amplificatore acustico può servire per amplificare il segnale rivelato ed eccitare così la lampadina al neon. Tuttavia, data

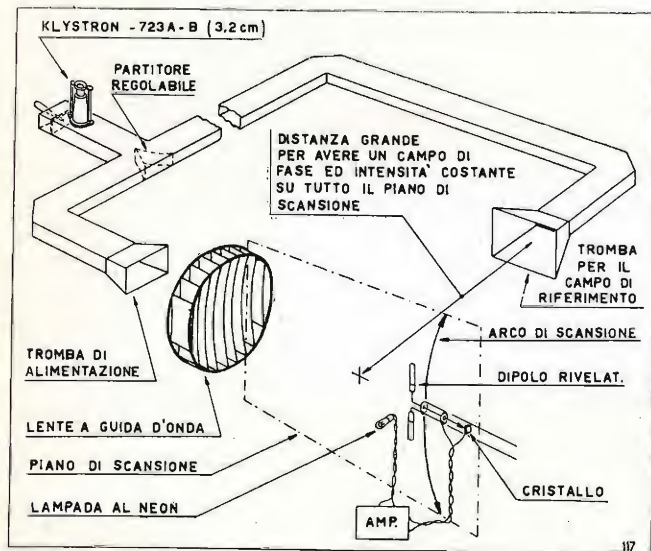



Fig. 4. — Dispositivo usato per aggiungere al segnale uscente dalla lente, un segnale di ampiezza e fase costante, nel caso delle microonde.

la bassa frequenza acustica usata per la modulazione, la traccia luminosa appare punteggiata.

Il segnale di riferimento per ottenere i diagrammi di fase è prodotto nel modo indicato schematicamente in figura 4 mentre la figura 5 riporta un diagramma così ottenuto.

Per reciprocità in ognuna delle esperienze sopra descritte è possibile scambiare fra di loro la sorgente delle onde con il rivelatore di esse (microfono con l'altoparlante - antenna trasmittente con quella ricevente) cosicchè si può mantenere fisso il rilevatore ed esplorare lo spazio con la sorgente collocata sul dispositivo meccanico di scansione. Naturalmente la luminosità della lampadina, collocata sempre sul dispositivo di scansione (cioè sulla sorgente), deve sempre dipendere dall'intensità del campo agente sul rilevatore fisso. Si può così determinare la caratteristica di direttività di un microfono, anche se questo non è reversibile, come quello a carbone.

Per ridurre l'effetto dei disturbi l'amplificatore del microfono è provvisto di un filtro che consente di amplificare unicamente la frequenza di lavoro.

La sala di prova deve essere acusticamente assorbente ed anche le principali pareti riflettenti degli oggetti devono essere coperte con materiali assorbenti;

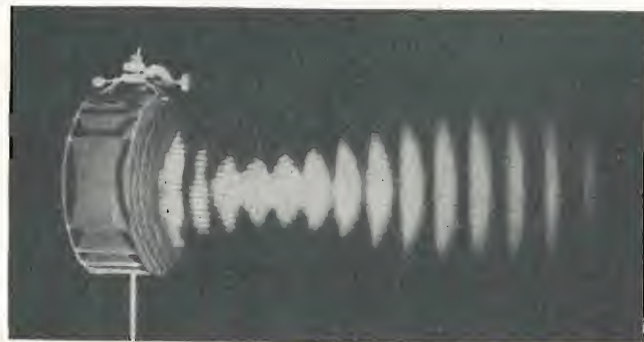



Fig. 5. — Diagramma ottenuto col dispositivo di figura 4 per una lente metallica (f = 9100 MHz, λ = 3,3 cm).

inoltre durante la prova la sala deve naturalmente essere buia. Alla fine della scansione si espone nuovamente la pellicola per un breve tempo onde fissare sulla lastra l'immagine della lente convenientemente illuminata, mentre il fondo della stanza deve essere nero per non alterare l'impressione del diagramma utile.

La lampada usata può essere al neon (NE 17, NE 51) o all'argon (AR 4, AR 7) senza resistenza nello zoccolo. Il neon presenta una più regolare variazione di intensità luminosa ma la pellicola fotografica è più sensibile alla luce azzurra della lampada all'argon.

Poichè tali lampade funzionano con tensioni comprese fra 70 e 120 Volt è conveniente provvedere l'amplificatore di un compressore; ciò si può ottenere semplicemente alimentando la lampada mediante un circuito di uscita ad alta impedenza interna: la compressione si manifesta in seguito alla diminuzione della resistenza interna della lampada al crescere della tensione.

Se si desidera una informazione quantitativa, l'intensità relativa del campo sonoro può essere determinata esponendo la lastra, nelle zone non interessate dal diagramma, alla luce della lampada esploratrice accesa mediante una tensione nota. L'esposizione di taratura può essere successiva a quella per l'impressione del diagramma utile: questa prima impressione deve essere protetta da una maschera adatta durante

Fig. 6. — Diagramma simile a quello di figura 2 (con scansione più fitta) in cui l'intensità luminosa è calibrata. Ciò è ottenuto sottoponendo la parte superiore ed inferiore della lastra (già impressionata dal diagramma utile che è protetto da una maschera) ad una seconda esplorazione, durante la quale la lampada è accesa con tre tensioni note, applicate per la durata di quattro escursioni ciascuna: la prima tensione è uguale a quella relativa al massimo segnale, le altre sono di valore minore rispettivamente di 3 e di 6 dB.

la seconda esplorazione; la tensione che alimenta la lampada al neon durante la seconda esplorazione dovrà avere un valore massimo uguale a quella ottenuta durante il massimo segnale utile, poi la tensione di taratura sarà ridotta a salti con legge nota. Ciò è illustrato in figura 6 in cui le diverse tensioni calibrate, della durata di quattro escursioni ciascuna, con l'intervallo di una, sono scalte di 3 in 3 dB.

(38)

G. D.

LIBRI E PUBBLICAZIONI

ELIGIO PERUCCA: **Dizionario d'ingegneria.**

Vol. I. A-CER, pag. XII-1052, formato cm 20x30, con 2200 figure - UTET, Torino, 1951 - L. 12.000.

E' il primo di una serie di cinque volumi, destinati ad « una precisazione ed illustrazione dei concetti della tecnica », e giustificati dal fatto che « le scienze tecniche non sono semplici » e che « il loro contenuto scientifico e concettuale è poderoso ».

Questo dizionario ha avuto un « progenitore », il *Dizionario tecnico industriale* diretto da G. Albenga ed E. Perucca ed apparso in due volumi nel 1936-37. Ma la nuova edizione è da considerare opera « completamente nuova », non solo per le nuove più vaste dimensioni raggiunte, per il nuovo insieme di valenti collaboratori, per la nuova maniera di suddivisione delle voci (« una specie di classificazione decimale »), ma soprattutto per lo spirito con cui è stata redatta. Essa non è e non vuole essere nè una Enciclopedia, nè un Manuale-Formulario, ma, come dice il titolo, un *Dizionario*, destinato a chiarire e precisare scientificamente e criticamente il significato e la portata dei termini più comuni e più importanti delle scienze matematiche, fisiche, chimiche e delle varie tecniche della moderna ingegneria, in modo da rendere più esatta possibile la « corrispondenza fra termini e concetti ».

Scopo difficilissimo, della cui utilità qualcuno potrebbe magari dubitare, ma a torto, perchè la conoscenza non è opera dei sensi, ma dello spirito, il quale conosce « mediante » i concetti che fa corrispondere ai dati sensibili, concetti che poi esprime coi termini del discorso. Senza concetti e senza i termini corrispondenti nessuna conoscenza e nessun insegnamento sono possibili, e quindi nessuna tecnica: osserva infatti il Ronchi nel suo *Corso di Ottica tecnica*, che « l'unica maniera per avvicinarsi veramente alla pratica è quella di andare verso la scienza più pura », ossia verso la conoscenza mediante concetti chiaramente espressi.

A quest'opera di definizione, di critica, di precisazione, di lima, il prof. Perucca ha dedicato otto anni di intenso lavoro: ne è così risultato un dizionario che per la singolare personalità del prof. Perucca, non ha corrispondenti nè in Italia, nè all'estero.

Evidentemente non si può scendere ad un esame di tutte le voci. Elenchiamo qui alcune di quelle che ci sembrano più importanti o più caratteristiche del metodo di trattazione: *abbagliamento, aberrazione, acciaio, accumulatore, acido cloridrico, acido nitrico, acido solforico;* l'insieme delle voci riguardanti il termine *acqua, aderenza, aerodinamica, albero, alta tensione, alternatore, altitudine, ampère, amplificatore;* l'insieme delle voci riguardanti il termine *angolo, antenna, asse, assoluto, attrito, balistica, Bessel* (funzioni di...), *betatrone, bilancia, bobina, bottiglia, bottone, calcolo* (macchina da...), *caldaia, caloria, campo, candela, cannocchiale, cavitazione, cavo, cella, cemento, centrale.*

Quale esempio tipico di trattazione, si veda per esempio come è svolta la voce *aberrazione* (autore il prof. Perucca). Si precisa anzitutto la distinzione tra due nozioni talvolta erroneamente confuse: la nozione di *aberrazione* di un sistema ottico e quella di *difetto* di attuazione del sistema. Poi vengono elencate le cinque aberrazioni *geometriche* di un sistema ottico centrato (aberrazione di sfericità, coma, astigmatismo dei pennelli sottili, curvatura del campo, distorsione). Si passa poi alla caratterizzazione di ognuna di queste aberrazioni, indicando il modo di rappresentazione grafica e le condizioni analitiche che debbono essere soddisfatte per la loro correzione. Infine viene esaminata l'aberrazione cromatica.

Non si può terminare questa segnalazione senza tributare il meritato plauso (ma è proprio ancora necessario il farlo?), alla Casa editrice UTET, per la perfezione tipografica dell'edizione.

Autore ed Editore sono una sicura garanzia del valore, dell'importanza e dell'interesse di questo Dizionario d'ingegneria, unico nel suo genere.

(74) F. O.

RENZO POSSENTI: **Telefonia a grande distanza.**

Volume II - Libreria Editrice Politecnica C. Tamburini - Milano - 1952 - pag. 506 - fig. 209 - L. 3900.

Fra i testi di telefonia comparsi in tempi recenti, la *Telefonia a grande distanza* del prof. Renzo Possenti presenta indiscussi pregi. Il lettore del primo volume dell'opera, pubblicato poco più di un anno fa, deve con noi convenire che la trattazione — specie di argomenti per la cui complessità in altri testi di carattere più propedeutico non si era dedicato debito spazio — è dal Possenti svolta con originalità, rigore e chiarezza da ritenersi più che mai rari.

Il presente secondo ed ultimo volume, non delude l'attesa che ha preceduto la sua comparsa dopo la pubblicazione del primo. Originalità, rigore e chiarezza sono gli stessi. Si noti inoltre che molti argomenti trattati sono così attuali che non trovano riscontro in precedenti opere del genere.

Nel primo volume venivano esaminate essenzialmente le linee per trasmissione a frequenze, sia foniche, sia vettrici. Capitoli particolari erano destinati allo studio dei quadripoli, della pupinizzazione, del trasformatore telefonico, delle linee artificiali, dell'amplificazione bilaterale, ecc.

Questo secondo volume è dedicato invece ai sistemi di trasmissione, in particolare a quelli a frequenze vettrici. Esso consta di 17 capitoli.

I primi tre sono dedicati allo studio dei filtri elettrici. Vengono esaminati i filtri a scala (cap. I), e quelli a traliccio (cap. II), mentre l'impiego nei filtri dei trasformatori, delle mutue induttanze e dei quarzi, è illustrato nel cap. III.

Oggetto del quarto capitolo è l'analisi armonica. La trattazione è giustamente svolta basandosi sulla teoria dell'integrale di Fourier che permette una visione più immediata dei fenomeni rispetto ai metodi offerti dalle diverse forme del calcolo operatorio.

Il quinto capitolo è riservato all'esame della costituzione e delle caratteristiche dei tubi elettronici; esso, anche per la sua sinteticità, ha evidentemente scopo introduttivo ai capitoli seguenti.

La distorsione di non linearità negli amplificatori, problema fondamentale per la telefonia a multicanali, è esaminata nel capitolo VI in cui sono studiati, anche da un punto di vista superiore, gli accorgimenti atti a ridurre tale distorsione.

L'impiego di tubi elettronici come generatori di correnti alternate è oggetto del capitolo seguente (VII); lo studio, dopo una introduzione di carattere generale, è particolarmente rivolto ai metodi usati per la generazione delle frequenze vettrici.

Nel cap. VIII viene svolta la teoria della modulazione. Dopo averne esposto molto chiaramente i concetti generali, l'Autore illustra i diversi tipi di modulatori. Debito spazio è riservato alle modulazioni di frequenza e di fase. E' da notare che in questi primi otto capitoli, di carattere prettamente formativo, gli argomenti sono presentati ponendo in particolare rilievo le necessità telefoniche, ma non ignorando gli aspetti più generali dei vari temi trattati.

Nel capitolo IX sono descritti gli equipaggiamenti delle stazioni amplificatrici a bassa frequenza; ciò è fatto giustamente in modo minuzioso: « si pensi all'importanza essenziale che essi hanno avuto nella formazione professionale dei tecnici telefonici per i quali hanno costituito una specie di scuola di trasmissione, nonchè nella funzione di primo piano che ancor oggi assolvono nella rete telefonica nazionale ».

I capitoli dal X al XIII sono totalmente riservati ai sistemi a frequenze vettrici. Dopo l'esposizione di considerazioni di carattere generale, vengono descritti i principali sistemi ed apparecchiature per la trasmissione a correnti vettrici su cavi a coppie simmetriche (cap. X) e coassiali (capitolo XI), ponendo in particolare evidenza i tipi più comuni.

Gli amplificatori dei sistemi multicanali a frequenze vettrici vengono analizzati nel cap. XII; notevole spazio è in esso riservato all'esposizione dei criteri adottati per il loro dimensionamento. L'evoluzione dei sistemi a frequenze vettrici è illustrata nel capitolo XIII, ove sono pure descritti i sistemi di trasmissione che, per ovvie ragioni di esposizione, non avevano potuto trovare posto nei capitoli precedenti.

I diversi sistemi di chiamata e di segnalazione sono raccolti e posti in rilievo nel capitolo XIV, mentre nel capitolo seguente (XV) sono esaminati e descritti i vari sistemi di trasmissione telegrafica su linee telefoniche. E' da notare come questi due importanti argomenti, sempre scarsamente trattati in altri testi corrispondenti, trovino qui opportuno svolgimento.

La telefonometria è sintetizzata nel sedicesimo capitolo. In esso vengono chiaramente descritti anche i più recenti metodi di valutazione della qualità della trasmissione. Il volume termina con un capitolo che racchiude alcuni argomenti (f. e. m. psofometrica, compressione della dinamica, formazione dell'eco) che non hanno potuto trovare posto nei capitoli precedenti.

L'Autore, come precisa nella prefazione, presuppone un lettore già dotato di una buona cultura elettrotecnica ed in particolare di nozioni elementari di telefonia. Ciò permette di affrontare direttamente i diversi argomenti con generalità, ed al tempo stesso con profondità, in modo da fornire una visione ampia ed aggiornatissima dell'attuale telefonia a grande distanza.

Il trattato, poichè tale si può considerare l'insieme dei due volumi, è corredato da una scelta bibliografia; manca invece di un indice analitico che sarebbe stato utile poichè l'opera sarà quotidianamente consultata non solo dai giovani, ma anche dai « vecchi » telefonici. La presentazione tipografica è ottima, come sempre per le pubblicazioni di questo Editore.

(78) G. T.

J. P. HEYBOER - P. ZIJLSTRA: **Senderöhren.**

Biblioteca Tecnica Philips - Vol. 7° - 296 pagg., con 256 ill., Eindhoven, 1951 Edizioni nelle lingue: tedesca, inglese, olandese.

Nella sempre più abbondante letteratura radiotecnica mancava finora un libro dedicato particolarmente ai tubi trasmittenti. La cosa può apparire strana, specie se si osserva che, con gli odierni sviluppi delle loro applicazioni, i generatori e gli amplificatori ad alta frequenza non sono più costruiti esclusivamente dai radiotecnici quali mezzi di comunicazione, ma sono divenuti un indispensabile ausilio in vasti e numerosi campi della tecnica. Si pensi infatti, ad esempio, alle loro applicazioni nei campi della medicina, del riscaldamento a radio frequenza; degli ultrasuoni, degli scandagli ad eco, degli acceleratori lineari e dei ciclotroni. E' quindi oggi necessario anche all'ingegnere non specializzato nelle alte frequenze, di poter disporre di una guida chiara, semplice e agevolmente comprensibile per l'impiego dei tubi trasmittenti e la costruzione di apparecchiature di cui essi facciano parte.

Assai bene ha fatto dunque la Philips a colmare la lacuna pubblicando, come 7° volume della sua eccellente e ben nota collana « Biblioteca Tecnica », questa magistrale opera di J. P. Heyboer e P. Zijlstra.

L'autore del libro, il Dott. Heyboer del Laboratorio di Ricerche della Philips ad Eindhoven, non potè vederlo pubblicato: egli cadde nell'aprile del 1945 nella lotta per la libertà della sua Patria. La revisione e l'ampliamento del testo originale, particolarmente in relazione ai progressi della tecnica resi noti dopo la fine della guerra, furono effettuati dal Dott. Zijlstra, da lungo tempo collaboratore del Dott. Heyboer.

Lo scopo fondamentale dell'opera è quello di illustrare il funzionamento dei tubi trasmittenti nelle loro varie condizioni di impiego. Essi vengono quindi passati in rassegna in relazione all'amplificazione, alla modulazione, all'oscillazione ed alla moltiplicazione di frequenza, e per ogni singolo caso vengono dedotte le grandezze più significative (quelle grandezze che l'ingegnere ama saper valutare, sia per determinare quantitativamente le soluzioni ai suoi problemi che per acquisire quel senso dei rapporti tra le grandezze che solo l'esempio numerico può dare) dalle curve caratteristiche, parte col calcolo e parte col metodo grafico.

La trattazione è intenzionalmente limitata ai tubi nei quali il tempo di transito degli elettroni non assume un'importanza significativa, ossia alla tecnica dei triodi e pentodi per frequenze fino a 300 MHz, che si può ben considerare oggi come completamente sviluppata, mentre la tecnica dei tubi per onde decimetriche e centimetriche è tuttora in fase di sviluppo e non ha raggiunto la maturità.

Anche per questo motivo non è difficile prevedere che il libro diventerà rapidamente un classico e che il suo successo sarà profondo e durevole.

Il volume consta di un'introduzione e di nove capitoli di cui diamo i titoli:

1. Tecnologia dei tubi trasmittenti.
2. Classificazione.
3. Il triodo come amplificatore di potenza.
4. Il tetrodo ed il pentodo come amplificatori di potenza.
5. Modulazione degli amplificatori di potenza.
6. Il tubo come oscillatore.
7. Il tubo come moltiplicatore di frequenza.
8. Argomenti particolari.
9. Tubi trasmittenti per altissime frequenze.

Segue un'appendice concernente: l'analisi armonica, la teoria relativa alle classi A e B ad audio frequenza, e l'impiego delle caratteristiche a corrente costante.

(84) R. M.

NOTIZIARIO

RADIODIFFUSIONE A MODULAZIONE DI FREQUENZA IN FINLANDIA

Anche la Finlandia considera insoddisfacente la qualità del servizio di radiodiffusione conseguita a mezzo delle onde, lunghe e medie, modulate di ampiezza, assegnatele dal piano di Copenaghen. E perciò, visti anche i risultati soddisfacenti ottenuti con una stazione sperimentale a onda metrica, modulata di frequenza, ha elaborato un piano per una rete di nuove stazioni trasmittenti di questo tipo.
(67)

LA TELEVISIONE SOTTOMARINA A GRANDE PROFONDITÀ

La televisione sottomarina, adoperata con successo per la prima volta durante le ricerche organizzate dopo l'affondamento del sommergibile britannico « Affray » nelle acque della Manica, viene adoperata adesso per effettuare operazioni a grande profondità che non potrebbero essere affidate ai palombari. Un nuovo tipo di apparecchio televisivo sottomarino ideato e perfezionato dalla *British Marconi* può infatti entrare in azione senza illuminazione speciale a profondità dove i palombari non potrebbero vedere che una immagine incompleta ed imprecisa.

Il nuovo congegno è provvisto di apparecchio cinematografico per la registrazione dell'immagine captata e trasmessa all'apparecchio ricevente situato sul ponte della nave. L'individuazione del sommergibile « Affray » venne effettuata ad un centinaio di metri di profondità; è stato reso noto che il nuovo apparecchio televisivo sottomarino a controllo completamente automatico ideato dai tecnici della *Marconi* può entrare in azione a 300 metri di profondità, dove l'opera dei palombari sarebbe, almeno per ora, assolutamente impossibile. Il nuovo congegno si presta a molteplici usi: esso può essere utilizzato infatti per studiare la fauna e la flora sottomarina nel loro elemento naturale, per studiare la natura del fondo oceanico e per risolvere problemi di grande interesse tecnico e scientifico come quelli dell'industria della pesca (sarà possibile, ad esempio, svelare l'incognita del comportamento del pesce di fronte ai vari tipi di rete).

Tecnici navali potranno osservare il funzionamento di congegni meccanici in azione sotto le acque e le operazioni di manutenzione e riparazione delle opere portuali potranno essere precedute ora da una accurata verifica con l'apparecchio televisivo sottomarino.
(68)

UNA NUOVA STAZIONE DI CONTROLLO DELLA SÜDWESTFUNK

La Società di Radiodiffusione Südwestfunk ha installato sulla cima del Feldberg, accanto all'osservatore meteorologico colà esistente, una nuova stazione di misura e di controllo.

L'impianto è destinato alla sorveglianza permanente delle emissioni dei trasmettitori ad onda cortissima, modulati di frequenza, quasi tutti a funzionamento automatico, della SWF, nonchè dei trasmettitori a onda media della stessa Società nel Baden e nel Württemberg-Hohenzollern.
(69)

LA TELEVISIONE IN GERMANIA

La Nordwestdeutsche Rundfunk, che già esegue ad Amburgo delle trasmissioni sperimentali, conta di iniziare in autunno un servizio regolare con trasmissioni giornaliere della durata di tre ore. In Monaco, città servita dalla Bayrische Rundfunk, il servizio avrebbe inizio un anno più tardi. Per ridurre le spese per l'allestimento dei programmi, è previsto uno scambio di essi tra le varie società di radiodiffusione della Repubblica Federale, attraverso un collegamento Amburgo - Hannover - Colonia - Francoforte - Stuttgart - Monaco che sarà costruito dalle Poste Federali. La Bayrische Rundfunk ha stanziato la somma di 1,5 milioni di marchi per la installazione di trasmettitori e studi a Monaco ed a Norimberga. Più ampi sono invece i piani della Nordwestdeutsche Rundfunk che prevedono una spesa, ripartita fra il 1952 e il 1956, di ben 27 milioni di marchi, e l'installazione di un palazzo per gli studi ad Amburgo, e di trasmettitori ad Amburgo, Colonia, Hannover, Berlino e Langenberg. Si ritiene che il canone mensile di abbonamento sarà dell'ordine di 5 marchi.
(71)

RIUNIONE DEL "GROUPEMENT DES ACOUSTICIENS DE LANGUE FRANÇAISE" (G.A.L.F.) A BRUXELLES

Nei giorni 17, 18 e 19 aprile ha avuto luogo a Bruxelles una delle riunioni periodiche del « Groupement des Acousticiens de Langue Française », ente che, come è noto, pur essendo organizzato e sostenuto prevalentemente ad opera di ricercatori francesi, ha un carattere parzialmente internazionale, e riunisce anche un certo numero di studiosi di altre nazionalità.

La presente riunione è stata organizzata dai membri belgi del gruppo, e in particolare da A. C. Raes, che ne ha ottimamente curato ogni particolare.

Le relazioni tecniche sono state svolte presso l'École Nationale Supérieure d'Architecture, all'Abbaye de la Cambre, nella mattinata del 17 e durante parte del pomeriggio. Si sono avute comunicazioni di: A. Moles (Studio e rappresentazione della « nota complessa » in acustica musicale); P. Bugard (Sindrome traumato-vibratoria; memoria presentata da R. Lehmann); T. Vogel (Riverberazione e assorbimento del suono); P. Chavasse e R. Lehmann (Alcuni risultati pratici di silenziamento di locali dell'amministrazione francese dei P.T.T.); P. Baron (Alcune osservazioni sulla riduzione dei rumori mediante assorbimento); T. Korn (Misure di attenuazione dell'onda radente su modelli ridotti); F. Canac (Studio, mediante ultrasuoni, della riflessione acustica su superfici piane o circolari; influenza di gradini, ecc.); A. C. Raes (Esame di materiali assorbenti in regime transitorio). Le apparecchiature descritte in quest'ultima conferenza sono state successivamente mostrate in funzione nei laboratori della stessa École Nationale Supérieure d'Architecture. Le misure si effettuano inviando sul materiale in esame, per mezzo di un altoparlante, treni di onde aventi caratteristiche opportune, e rilevando le onde riflesse per mezzo di un microfono. Il procedimento si differenzia da altri analoghi per la particolare forma assegnata all'inviluppo dei treni di onde impiegati, e per gli ingegnosi accorgimenti che permettono di effettuare le misure sotto angoli di incidenze variabili entro ampi limiti, e di superare le difficoltà imposte dalle caratteristiche degli ambienti disponibili.

E' seguita la visita del Laboratorio di Acustica dell'Università Libera di Bruxelles (Facoltà di Scienze), diretto da T. Korn. Sono stati illustrati, in particolare, un procedimento per l'esame di modelli di sale mediante ultrasuoni, ed un apparecchio per misure statistiche di livello su conversazioni telefoniche.

Il 18 aprile i congressisti hanno visitato, presso Namur, una fabbrica di lana di vetro della Società Saint-Gobain. Oltre ai classici prodotti derivati da questo materiale (materassini, tessuti, ecc.), vengono fabbricati vari tipi di assorbenti acustici, alcuni dei quali su licenza italiana. Nel pomeriggio dello stesso giorno, presso il Laboratorio di Fisiologia diretto dal prof. Coppee, a Liegi, sono stati illustrati vari dispositivi didattici e di ricerca. In particolare, è stato mostrato un interessante modello elettronico dell'orecchio, e sono state eseguite espe-

rienze illustranti il comportamento degli organi uditivi di alcuni animali.

Il giorno seguente è stato visitato un grande locale di spettacoli in costruzione a Ostenda. Le sue particolari caratteristiche hanno imposto la risoluzione di non semplici problemi di acustica architettonica, brillantemente illustrati sul posto da A. C. Raes.
(86)

Le manifestazioni organizzate nel 1951 dalla Radio Italiana per celebrare degnamente il cinquantennio della morte di Verdi hanno avuto una grandiosità ed un successo senza precedenti.

Alla trasmissione di tutte le opere verdiane, si sono infatti accompagnate trasmissioni speciali e cicli di conversazioni che hanno lumeggiato esaurientemente la figura dell'Artista e dell'Uomo negli aspetti più nobili e più riposti.

Il secondo volume dei « Saggi », che la Edizioni Radio Italiana pubblica sotto il titolo:

REVISIONI E RIVALUTAZIONI VERDIANE

raccoglie la materia che Carlo Gatti espose nelle venti conversazioni da lui tenute ai microfoni della RAI.

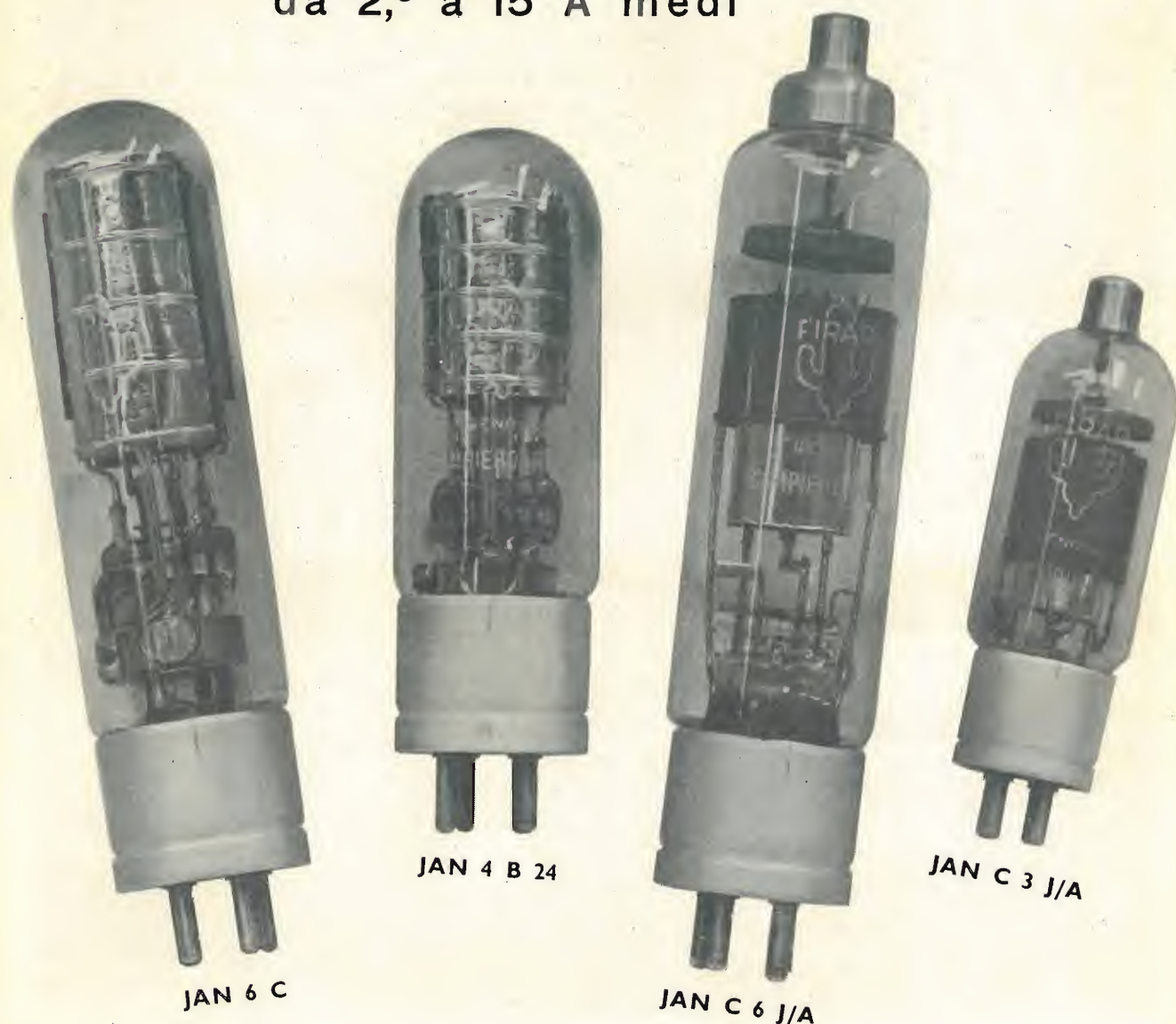
E' un nuovo e validissimo contributo storico-critico, scaturito da appassionate e rigorose ricerche, che l'insigne studioso offre ai lettori; un'opera che gioverà sicuramente ad avvicinare ancor più l'anima degli italiani alla grandezza del Musicista.

Questo « Saggio » è in vendita nelle principali librerie al prezzo di L. 500. Per richieste dirette indirizzare a Edizioni Radio Italiana *- Via Arsenale, 21 - Torino, che provvede all'invio franco di spese contro rimessa anticipata di L. 500. I versamenti possono essere effettuati sul c/c postale 2/37800.*

Direttore responsabile: Dott. Ing. Vittorio Malinverni - Edizioni Radio Italiana - Torino, Via Arsenale 21 - Telef. 41.172

...i gioielli della più recente produzione FIRAR

DIODI E THYRATRON A GAS

da 2,5 a 15 A medi

ALTRE COSTRUZIONI DELLA F. I. R. A. R.:

Ampolle raddrizzatrici in vetro a catodo di mercurio da 15 a 630 A * Tubi e valvole a vuoto spinto per apparecchi a raggi "X" * Raddrizzatori a vapori di Hg di qualunque tipo e potenza * Complessi elettronici "Varelettron" per la regolazione e per la stabilizzazione della velocità di motori a corrente continua * Alimentatori a controllo elettronico per regolazione o stabilizzazione di tensione o frequenza

F. I. R. A. R.

FABBRICA ITALIANA RADDRIZZATORI APPARECCHI RADIOLOGICI

Via Carpaneto 4 - Tel. 451.051 (4 linee) – GENOVA SAMPIERDARENA – Teleg. Raddrizzatori - Genova

UFFICIO DI MILANO
P.za Guastalla 15 - Tel. 794.574
Teleg. Firarmil - Milano

UFFICIO DI ROMA
V.le delle Milizie 1 - Tel. 375.176

AGENZIE IN ITALIA
Bari - Bologna - Bolzano - Firenze
Genova - Milano - Napoli - Padova
Palermo - Roma - Torino - Trieste

AGENZIE ALL'ESTERO
Barcellona - Amsterdam - Buenos Aires
Eiserfeld (Germania) - Montevideo -
Parigi - S. Paolo - Zurigo - Washinghton

---

nel 1952

MICROFARAD

presenta

CONDENSATORI D'ALTA QUALITÀ
PER **TELEVISIONE:**

- a Carta in Olio "MICROTROP"
  Serie 1542 A-B e C
- Ceramici Professionali "L. C. C."
  Serie Televisione

Fabbrica Italiana Condensatori S. p. A.

Via Derganino, 18-20 - MILANO - Telef. 97.00.77 - 97.01.14

Con i tipi della ILTE - Industria Libraria Tipografica Editrice - Stabilimenti di Corso Bramante, 22 - Torino